E 2040

R

TK

REFERAT

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 23 • Nr. 1 • IANUARIE 1975

Elektrotechnik

Vizitaţi Tîrgul din Hanovra şi

VEŢI FOLOSI RAŢIONAL NOILE DEZVOLTĂRI

Electrotehnica, inclusă în aplicaţii industriale, aprovizionare, comerţ, sectorul meşteşugăresc şi prestările de serviciu, este demonstrată de **1 620 de expozanţi** ai electrotehnicii la Tîrgul din Hanovra.

Cum este întîmpinată, de exemplu, scumpirea materiilor prime în producerea energiei electrice? Ce se poate face pentru distribuţia energiei la dimensionarea unor construcţii mai mici? Cum ajută tehnica instalaţiilor şi tehnica aparatelor de uz casnic pe meseriaşi la raţionalizarea muncii lor şi la planificarea tuturor instalaţiilor electrice? Ce progrese se înregistrează în domeniile iluminatului ultrasunetelor, microsudurii, bobinajului şi înfăşurărilor? La acestea toate şi la mii de alte întrebări actuale electrotehnica găseşte mereu răspunsul sub forma unor noi dezvoltări utilizabile în practică.

La Tîrgul din Hanovra sînt concentrate 6 mari standuri în specialitatea electrotehnică. Ele vă oferă atît o privire de ansamblu, cît şi informaţii amănunţite. Aici nu este vorba numai de ceva tipărit pe hîrtie, aici puteţi vedea cu ochii dv progresul şi îl puteţi trăi sub diferite aspecte; puteţi studia, puteţi discuta cu specialiştii.

Faceţi uz de neobişnuita lărgime, densitate şi precizie de informaţii, pe care vi le oferă numai TÎRGUL DIN HANOVRA.

Îngrijiţi-vă să pătrundă în casa dv idei şi impulsuri noi, care să se transforme în activităţi.

Tehnica electroenergetică, maşini şi aparate

Maşini electrice
Transformatoare
Mutatoare
Surse primare şi secundare
Condensatoare pentru curenţi tari
Aparate comutatoare pentru tensiuni înalte
Aparate comutatoare pentru tensiuni joase
Instalaţii şi conducte
Cabluri
Garnituri de cabluri şi armături de conducte
Prelucrare electromecanică
Sudare şi lipire electrică
Tratamente electrotermice
Prelucrare electrochimică şi electrofizică
Aparate şi instalaţii electrice pentru producţie şi montaj

Tehnica măsurării electrice şi electronice şi a automatizării

Aparate
Instalaţii şi sisteme
Aparate şi instalaţii (aranjate după mărimi)
Aparate şi instalaţii (aranjate după procedee)

Instalaţii electrice şi tehnica electrocasnică, electronica distractivă

Aparate, instalaţii
Aparate de uz casnic
Aparate de radio, televiziune şi de sunet
Antene de recepţie
Piese şi accesorii electroacustice
Aparate audiovizuale şi instalaţii cu destinaţii comerciale

Componente electronice

Componente active
Componente pasive
Componente electromecanice

Tehnica iluminatului

Iluminat
Lămpi cu incandescenţă
Lămpi de descărcare

Telecomunicaţii

Telegrafie
Radio
Semnalizatoare şi siguranţe
Temporizatoare

Calitatea de informare pe care nu o puteţi găsi în altă parte

O aflaţi, începînd de miercuri 16. IV. 1975

Conferinţe — completări raţionale ale ofertei

Conferinţele adîncesc şi intensifică calitatea de informare a Tîrgului de la Hanovra. Pentru sfera dv. de interes s-au prevăzut următoarele manifestări:

Conferinţa de aparate electrotehnice (ETG) 1975

Tematica generală: mutatoare mici şi foarte mici

Organizator: Societatea de electrotehnică VDE, Hanovra, în colaborare cu societatea pe acţiuni a tîrgului (AG).

Data: marţi, 22. IV. şi miercuri 23.IV.1975.

Cereţi lista expozanţilor şi toate informaţiile care vă interesează la societatea pe acţiuni a tîrgului — AG, D-3000 Hannover — Messegelände

la Tîrgul din Hanovra

din 16—24 aprilie '75

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 23 Electrotehnica Nr. 1 ianuarie 1975

CUPRINS

CZ 621.3.06 : 621.317

APARATE DE COMUTAŢIE
CURENŢI TARI
DIVIZOR DE TENSIUNE
ENERGIA ARCULUI
ÎNCERCĂRI ELECTRICE
PUTEREA ARCULUI ELECTRIC
SCHEME DE MĂSURARE
ŞUNT COAXIAL
TENSIUNE ÎNALTĂ
TIMP DE RĂSPUNS

Hortopan, G., Hortopan, V., Truşcă, V. : **Echipament specific pentru încercarea aparatelor de comutaţie.**

E.E.A. — **Electrotehnica 23**, nr. 1, ian 1974, p. 1

Se indică o schemă complexă pentru încercarea aparatelor de comutaţie şi cerinţele care trebuie îndeplinite de această schemă.

CZ 621.3.014.31 :621.317.72.087

ARC ELECTRIC
DIODA ZENER
DISPOZITIV DE ÎNREGISTRARE
TENSIUNEA ARCULUI ELECTRIC

Pavelescu, D., Ionescu, Fl., Ciocoiu, N. : **Dispozitiv de înregistrare a tensiunii arcului electric.**

E.E.A. — **Electrotehnica 23**, nr. 1, ian 1975, p. 9

Se prezintă un dispozitiv de măsură cu diode Zener (conceput la întreprinderea „Electroaparataj" Bucureşti), care asigură o amplitudine convenabilă la înregistrarea tensiunii arcului electric în primele momente ale deconectării.

CZ 621.3.011 : 538.551.1

CIRCUIT NEFILIFORM
IMITANŢĂ
REGIM PERMANENT
REGIM SINUSOIDAL
REGIM TRANZITORIU

Preda, M., Marcovici, J., Topan, D. : **Asupra imitanţelor, parametrilor tranzitorii, pentru circuitele nefiliforme a relaţiilor dintre acestea şi parametrii de regim sinusoidal.**

E.E.A. — **Electrotehnica 23**, nr. 1, ian 1975, p. 15

Lucrarea prezintă posibilităţi de determinare a parametrilor şi imitanţelor tranzitorii pe baza parametrilor de regim permanent sinusoidal, care sînt determinaţi pentru un număr mare de cazuri practice.

CZ 621.313.36

COEFICIENT DE TRANSFORMARE
MAŞINA UNIVERSALĂ
MAŞINA CU COLECTOR
PERFORMANŢE

Cănescu, S., Tigler, M. : **Studiul influenţei coeficientului de transformare asupra comportării maşinii universale cu colector.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 1, ian 1975, p. 23

În lucrare se prezintă cîteva aspecte ale teoriei generale a motorului universal cu colector, pentru a se studia influenţa coeficientului de transformare asupra performanţelor maşinii.

CZ 621.314.015.3.001.4

ÎNCERCĂRI DE IZOLAŢIE
SUPRATENSIUNE DE COMUTAŢIE
TRANSFORMATOR DE PUTERE

Marinescu, A. : **O nouă metodă de încercare a transformatoarelor la supratensiuni de comutaţie.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 1, ian 1975, p. 32

Se prezintă o schemă de încercare a transformatoarelor la supratensiuni de comutaţie, care permite controlul duratei, pînă la prima trecere prin zero a tensiunii.

CZ 621.317.2

CERCETĂRI TEHNICO-ŞTIINŢIFICE
LABORATOR UZINAL
MATERIALE CERAMICE

Savu, A., Deak, F. : **Laboratorul uzinal de cercetări al întreprinderii „Electroceramica"-Turda.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 1, ian 1975, p. 40

CZ : 621.315.21.027.5/8 : 621 – 712/713

CABLURI DE ENERGIE
CRIOCABLURI
PROIECTARE
REŢELE ELECTRICE
TENSIUNE ÎNALTĂ

Cruceru, C. : **Criocelectrotehnica în perspectiva aplicării ei la construcţia şi utilizarea cablurilor de energie de înaltă şi foarte înaltă tensiune.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 1, ian 1975, p. 46

Se subliniază importanţa criocablurilor în construcţia de reţele electrice atît pe plan internaţional, cît şi în ţara noastră, indicîndu-se relaţiile de calcul pentru proiectarea criocablurilor.

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.3.06 : 621.317

АППАРАТЫ КОММУТАЦИОННЫЕ
ВРЕМЯ ОТВЕТА
ДЕЛИТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ
ИСПЫТАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ
МОЩНОСТИ БОЛЬШИЕ
НАПРЯЖЕНИЕ ВЫСОКОЕ
СХЕМЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ
ШУНТ КОАКСИАЛЬНЫЙ
ЭНЕРГИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ДУГИ

Хортопан, Г., Хортопан, В., Трушкэ, В.: **Специфическое оборудование для испытания коммутационных аппаратов.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 23,** № 1, ian 1975, стр. 1

Указывается комплексная схема для испытания коммутационных аппаратов и требования к этой схеме.

УДК 621.3.014.31 : 621

ДУГА ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ
ДИОД ЗЕНЕР
НАПРЯЖЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ДУГИ
УСТРОЙСТВО РЕГИСТРАЦИИ

Павелеску, Д., Ионеску, Фл., Чокою, Н.: **Устройство зарегистрирования на напряжения электричекой дуги.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 23,** № 1, ian 1975, стр. 9

Представлено измерительное устройство с диодами Зенер (созданное в предприятии „Электроапаратаж" Бухарест), обеспечивающее выгодную амплитуду при регистрации напряжения электрической дуги в первые моменты выключения.

УДК 621.3.011 : 551.1

ИМИТАНС
РЕЖИМ ПЕРЕХОДНЫЙ
РЕЖИМ СИНУСОИДАЛЬНЫЙ
ЦЕПЬ НЕНИТЕВИДНАЯ

Преда, М., Маркович, Ж., Топан, Д.: **Относительно имитансов переходных параметров для неиндуктивных цепей, относительно отношений между этими отношениями и параметрами синусоидального режима.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 23,** № 1, ian 1975, стр. 15

Работа представляет возможности определения параметров и переходных иммитансов на основании параметров постоянного синусоидального режима, определяемые во многих практических случаях.

УДК 621.313.36

ДОСТИЖЕНИЯ
КОЭФФИЦИЕНТ
ТРАНСФОРМИРОВАНИЯ
МАШИНА С КОЛЛЕКТОРОМ
МАШИНА УНИВЕРСАЛЬНАЯ

Кэнеску, С., Циглер, М.: **Исследования влияния коэффициента трансформирования относительно поведения универсальных машин с коллектором.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 23,** № 1, ian. 1975, стр. 23

В работе представляются некоторые аспекты общей теории универсального двигателя с коллектором, с целью изучения влияния коэффициента трансформирования на достижения машины.

УДК 621.314.015.3.001.4

ИСПЫТАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ
СВЕРХНАПРЯЖЕНИЯ КОММУТАЦИИ
ТРАНСФОРМАТОР МОЩНОСТИ

Маринеску, А.: **Новый метод испытания трансформатора на коммутационные сверхнапряжения.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 23,** № 1, ian. 1975, стр. 32

Представляется испытательная схема трансформаторов на коммутационные сверхнапряжения, позволяющая контроль длительности, до первого перехода напряжения через нуль.

УДК 621.317.2

ИСПЫТАНИЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЕ
ЛАБОРАТОРИЯ ЗАВОДСКАЯ
МАТЕРИАЛЫ КЕРАМИЧЕСКИЕ

Саву, А., Деак, Ф., **Заводская исследовательская лаборатория предприятия „Электрокерамика" — Турда.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 23,** № 1, ian. 1975, стр. 40

УДК 621.315.21.027.5/8 : 621—712/713

КАБЕЛИ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ
КРИОКАБЕЛИ
НАПРЯЖЕНИЕ ВЫСОКОЕ
ПРОЕКТИРОВАНИЕ
СЕТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ

Кручеру, К.: **Криоэлектротехника в перспективе и её применения в конструкции и использовании энергетических кабелей высокого и очень высокого напряжения.**

Е.Е.А. — **Electrotehnica 23,** №. 1, ian. 1975, стр.

Подчёркивается важность криокабелей в конструкции электрических сетей как в мире, так и у нас в стране, указывая вычислительные отношения для проектирования криокабелей.

INHALT

DK 621.3.06 : 621.317

ANZEIGEVERZOGERUNG
DIE LEISTUNG DES LICHTBOGENS
ELEKTRISCHE VERSUCHSTECHNIK
HOCHSPANNUNG
HOCHSTROM
KOAXIALSHUNT
LICHTBOGENERGIE
MESSSCHALTUNGEN
SCHALTAPPARATE
SPANNUNGSTEILER

Hortopan, G., Hortopan, V., Truşcă, V. : **Spezialausrüstung für die Erprobung der Schaltapparate.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 1, ian 1975, p. 1

Die Arbeit enthält eine komplexe Schaltung für die Erprobung der Schaltapparate und für die Erfordernisse, welche durch diese Schaltung erreicht werden müssen.

DK 621.3.014.31 : 621.317.72.087

LICHTBOGEN
LICHTBOGENSPANNUNG
REGISTRIEREINRICHTUNG
ZENERDIODE

Pavelescu, D., Ionescu, Fl., Ciocoiu, N. : **Registriereinrichtung für die Lichtbogenspannung.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 1, ian 1975, p. 9

Die Arbeit enthält eine Messeinrichtung mit Zenerdiode, welche für den Anfang der Ausschaltung, bei der Registrierung der Lichtbogenspannung, eine annehmbare Amplitude sicherstellt (Herstellerwerk „Electroaparataj" – București).

DK 621.3.011 : 538.551.1

DAUERBETRIEB
IMMITANZ
NICHTFILIFORMER STROMKREIS
NICHTSTATIONARER BETRIEB
SINUSREGIM

Preda, M., Marcovici, I., Topan, D. : **Über die Immitanz, nichtstationäre Parameter für die nichtfiliformen Schaltungeu und ihre gegenseitigen Beziehungen, sowie ihre Beziehungen zum Sinusregim.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 1, ian 1975, p. 15

Die Arbeit enthält die Möglichkeit einer Parameterbestimmung für die nichtstationäre Immitanz aufgrund der Kennwerte für den Dauerbetrieb, welche für eine grosse Anzahl praktischer Fälle festgestellt wurde.

DK 621. 313.36

HOCHLEISTUNG
KOLLEKTORMOTOR
TRANSFORMATIONSKOEFFIZIENT
UNIVERSALMASCHINE

Cănescu, S., Tigler, M. : **Studium des Einflusses welchen der Transformationskoeffizient auf den Betrieb der universälen Kollektormaschine hat.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 1, ian 1975, p. 23

Die Arbeit enthält einige Formen der allgemeinen Theorie des Kollektormotors, zum Zwecke der Feststellung des Einflusses, den der Transformationskoeffizient auf die Leistung der Maschine hat.

DK 621.314.015.3.001.4

ELEKTRISCHE VERSUCHSTECHNIK
KOMMUTIERUNGSÜBERSPANNUNG
LEISTUNGSTRANFORMATOR (LEISTUNGSWANDLER)

Marinescu, A. : **Neue Methode für die Untersuchung der Transformatoren bei Schaltüberspannungen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23.** nr. 1, ian 1975, p. 32

Die Arbeit enthält eine Untersuchungsmethode der Transformatoren bei Schaltüberspannungen, welche eine Dauerkontrolle bis zum ersten Nullpunktdurchgang der Spannung enthält.

DK 621.317.2

BETRIEBSLABORATORIUM (LABOR)
KERAMIK
TECHNISCH-WISSENSCHAFTLICHE FORSCHUNG

Savu, A., Deak, F.: **Betriebslaboratorium für Forschung des Industriewerkes „Electroceramica" — Turda.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 1, ian 1975, p. 40

DK 621.315.21.027.5/8 : 621–712/713

HOCHSPANNUNG
KRAFTSTROMKABEL
KRIOKABELN
PROJEKTIERUNG
STROMNETZ

Cruceru, C. : **Die Kriotechnik in Anbetracht ihrer Anwendung beim Bau und Anwendung der Energiekabel für hoche und sehr hoche Spannung.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 1, ian 1975, p. 46

In der Arbeit wird die Bedeutung der Kriokabeln für die Stromnetze im Aus-und Inlande samt Rechenmethoden für die Kabelprojektierung hervorgehoben.

SOMMAIRE

CD 621.3.06. :621.317

APPAREILS DE COMMUTATION
COURANTS FORTS
DIVISEUR DE TENSION
ENERGIE DE L'ARC
ESSAIS ELECTRIQUES
PUISSANCE DE L'ARC ELECTRIQUE
SCHEMAS DE MESURE
SHUNT COAXIAL
HAUTE TENSION
TEMPS DE REPONSE

Hortopan, G., Hortopan, V. et *Trușcă, V.* : **Equipement spécifique pour l'essai des appareils de commutation.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 1, jan 1975, p. 1

On établit un schéma complexe pour l'essai des appareils de commutation et l'on spécifie les conditions exigées pour l'emploi de ce schéma.

CD 621.3.014.31 : 621.317.72.087

ARC ELECTRIQUE
DIODE ZENER
DISPOSITIF D'ENREGISTREMENT
TENSION DE L'ARC ELECTRIQUE

Pavelescu, D., Ionescu, Fl. et *Ciocoiu, N.* : **Dispositif d'enregistrement de la tension de l'arc électrique.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 1, jan 1975, p. 9

On présente un dispositif de mesure à diodes Zener (conçu à l'entreprise ,,Electroaparataj' de Bucarest) qui assure une amplitude convenable lors de l'enregistrement de la tension de l'arc électrique sitôt après la mise hors circuit.

CD 621.3.011 : 538.551.1

CIRCUIT NON FILIFORME
IMMITTANCE
REGIME PERMANENT
REGIME SINUSOIDAL
REGIME TRANSITOIRE

Preda, M., Marcovici, J. et *Topan, D.* : **Sur les immittances et les paramètres transitoires des circuits non filiformes et sur leur relation avec les paramètres du régime sinusoidal.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 1, jan 1975, p. 15

L'article expose les possibilités de détermination des paramètres et des immittances transitoires à partir des paramètres du régime permanent sinusoidal, et les détermine ensuite pour un grand nombre de cas pratiques.

CD 621.313.36

COEFFICIENT DE CONVERSION
MACHINE UNIVERSELLE
MACHINE A COLLECTEUR
PERFORMANCES

Cănescu, S. et *Tigler, M.* : **L'influence du coefficient de conversion sur le comportement de la machine universelle à collecteur.**

E.E.A. — **Electrotehnica 23,** nr. 1, jan 1975, p. 23

Certains aspects de la théorie générale du moteur universel à collecteur sont mis en évidence, afin d'examiner l'infuence du coefficient de conversion sur les performances de la machine.

CD 621.314.015.3.001.4

ESSAIS ELECTRIQUES
SURTENSION DE COMMUTATION
TRANSFORMATEUR DE PUISSANCE

Marinescu, A. : **Une nouvelle methode d'essai des transformateurs aux surtensions de commutation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 23,** nr. 1, jan 1975, p. 32

On donne un schéma d'essai des transformateurs aux surtensions de commutation, qui permet le contrôle de la durée jusqu'au moment du premier passage de la tension à zéro.

CD 621.317.2

RECHERCHES TECHNIQUES ET
SCIENTIFIQUES
LABORATOIRE D'USINE
MATERIAUX CERAMIQUES

Savu, A., Deak, F. : **Le laboratoire pour recherches de l'usine „Electroceramica" de Turda.**

E.E.A. — **Electrotehnica 23,** nr. 1, jan 1975, p. 40

CD 621.315.21.027.5/8 : 621—712/713

CABLES D'ENERGIE
CRYOCABLES
ETABLISSEMENT DES PROJETS
RESEAUX ELECTRIQUES
HAUTE TENSION

Cruceru, C. : **Les perspectives de l'application de la cryoélectrotechnique dans la construction et l'emploi des câbles pour haute et très haute tension.**

E.E.A. — **Electrotehnica 23,** nr. 1, jan 1975, p. 46

On souligne l'importance des cryocâbles dans la construction des réseaux électriques, aussi bien à l'étranger qu'en Roumanie, et on indique le calcul qui s'y rapporte.

CONTENTS

DC 621.3.06 : 621.317

BIG CURRENTS
CO-AXIAL SHUNT
ELECTRIC ARC ENERGY
ELECTRIC ARC POWER
ELECTRIC TESTS
HIGH VOLTAGE
MEASUREMENT SCHEMES
RESPONSE TIME
SWITCHING APPARATUS
VOLTAGE DIVIDER

Hortopan, G., Hortopan, V., Trușcă, V. : **Equipment Specific of Switch Apparatus Tests.**

E.E.A – **Electrotehnica 23,** no. 1, ian 1975, p. 1

It indicates a complex scheme for switch apparatus tests as well as the requirements which must be met by this scheme.

DC 621.3.014.31 : 621.317.72.087

ELECTRIC ARC
ELECTRIC ARC VOLTAGE
RECORDING DEVICE
ZENER DIODE

Pavelescu, D., Ionescu, Fl., Ciocoiu, N. : **Recording Device for Electric Arc Voltage**

E.E.A. – **Electrotehnica 23.** no. 1, ian 1975, p. 9

The article presents a measuring device supplied with Zener diodes (it was conceived in Bucharest, at ,,Electroaparataj'' factory) which ensures a convenient amplitude for recording the electric arc voltage at the beginning of the switching off.

DC 621.3.011 : 538.551.1

IMMITTANCE
NON-LAMELLAR CIRCUIT
PERMANENT REGIME
SINUSOIDAL REGIME
TRANSITORY REGIME

Preda, M., Marcovici, J., Topan, D. : **On Immittance and Transitory Parameters of Non-lamellar Circuits and the Relationship Among them and the Parameters of Sinusoidal Regime.**

E.E.A. – **Electrotechnica 23,** no. 1, ian 1975, p. 15

The paper deals with possibilities of determining the parameters and the transitory Immittances based on parameters of a permanent sinusoidal regime, which are determined for a great number of practical cases.

DC 621.313.36

COMMUTATOR MACHINE
CONVERSION FACTOR
PERFORMANCES
UNIVERSAL MACHINE

Cănescu, S., Tigler, M.: **A Study on the Influence of the Conversion Factor upon the Behaviour of the Universal Collector Machine**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** no. 1, ian 1975, p. 23

The paper deals with several aspects of the general theory of the universal collector motor in order to study the influence of the conversion factor on the machine performances.

DC 621.314.015,3.001.4

ELECTRICAL TESTS
POWER TRANSFORMER
SWITCH OVERVOLTAGES

Marinescu, A.: **A New Method for Testing Transformers at Switch Overvoltages.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** n. 1, ian 1975, p. 32

The paper presents a scheme for testing transformers at switch overvoltages allowing the control of the time interval up to the first zero phase of the voltage.

CERAMIC MATERIALS
PLANT LABORATORY
TECHNICAL AND SCIENTIFIC RESEARCH

DC 621.317.2

Savu, A., Deak, F.: **Plant Laboratory at „Electroceramica" – Turda.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** no. 1, ian 1975, p. 40

DC 621.315.21.027.5/8 : 621 – 713

CRYOCABLES
DESIGN
ELECTRICAL NETWORKS
HIGH VOLTAGE
POWER CABLES

Cruceru, C.: **Cryoelectrotechnics – its Future Application to the Manufacturing and Utilization of High Energy and Very High Voltage Cables.**

E.E.A. – **Electrotennica 23,** no. 1, ian 1975, p. 46

The article points out the importance of cryocables in the construction of electrical networks both at international level and in our country indicating the computational relatiosns for the design of cryocables.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. de. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru corespondent al Academiei R.S.R.; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; dr. ing. D. BUZNEA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CEOCEONICA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; conf. dr. ing. S. FLOREA; dr. ing. ST. GROSU; prof. dr. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. V. LEFTER; ing. A. MILEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing C. MOCANU; ing. I. PAPADACHE; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei R.S.R.; ing. A. POPA; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. ing. REMUS RADULEȚ; ing. M. SÎRBU; ing. VALERIUS STANCIU, redactor responsabil adjunct; dr. ing. FLORIN TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: ANDREI GRETA
Tehnoredactor: CRISTESCU CORNELIA

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA" (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini — Unelte și Electrotehnicii și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, mașini-unelte și mecanică fină, este editat de către Oficiul de informare documentară (O.I.D.) al M.I.C.M.U.E., ajutat de Institutul de cercetare pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele trimise spre publicare și cererile de abonamente se vor primi la O.I.D.—M.I.C.M.U.E., București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190 și 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45— 47, București, cont virament nr. 3015.17.70.22— B.I.—S.M.B. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual, de 30 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „INFORMAȚIA", București, str. Brezoianu, nr. 23—25, C. 11

Taxele poștale plătite în numerar pentru anul 1975 conform aprobării D.G.P.Tc., nr. 137/251/1975

41 400

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI-UNELTE ŞI ELECTROTEHNICII ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA.
ÎNDRUMAREA ŞTIINŢIFICĂ: INSTITUTUL CENTRAL DE CERCETĂRI PENTRU ELECTRONICĂ, ELECTROTEHNICĂ, AUTOMATICĂ, MAŞINI-UNELTE ŞI MECANICĂ FINĂ.
EDITOR: OFICIUL DE INFORMARE DOCUMENTARĂ AL M.I.C.M.U.E., ŞI INSTITUTUL DE CERCETĂRI PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ (ICPE).

Anul 23 ELECTROTEHNICA nr. 1 Bucureşti, ianuarie 1975

BIBLIOTECA CENTRALĂ TEHNICĂ

APARATE DE COMUTAŢIE
CURENŢI TARI
DIVIZOR DE TENSIUNE
ENERGIA ARCULUI
ÎNCERCĂRI ELECTRICE
PUTEREA ARCULUI ELECTRIC
SCHEME DE MĂSURARE
ŞUNT COAXIAL
TENSIUNE ÎNALTĂ
TIMP DE RĂSPUNS

CZ 631.3.06:621.317

Echipament specific pentru încercarea aparatelor de comutaţie

GHEORGHE HORTOPAN, VIORICA HORTOPAN, VASILE TRUŞCĂ* — BUCUREŞTI

Evoluţia echipamentului de comutaţie de înaltă şi joasă tensiune presupune cercetări avansate asupra proceselor fizice ce au loc în camerele de stingere ale acestora. Informaţii asupra acestor procese fizice pot fi de natură electrică (curenţi, tensiuni, puteri, energii) sau neelectrică (presiuni, temperaturi, viteze, curse). În lucrarea de faţă ne propunem să prezentăm echipamentul specific dezvoltat de catedra de măsuri şi aparate electrice din Institutul politehnic-Bucureşti pentru măsurarea mărimilor electrice, ce apar cu ocazia încercării aparatelor de comutaţie.

1. Schema complexă de măsură

De la început trebuie subliniat faptul că cele două mărimi electrice, curentul întrerupt şi tensiunea tranzitorie de restabilire, nu mai pot constitui informaţii satisfăcătoare asupra comportării aparatului încercat. Este util să se măsoare tensiunea de ardere, precum şi puterea şi energia arcului electric [1], [2], [3], [4]. În trecut, o schemă de măsură ca cea indicată în figura 1 era satisfăcătoare. Dar cu această schemă nu se pot obţine informaţii suficient de exacte asupra tensiunii de ardere a arcului electric. În adevăr, divizorul de tensiune D_t nu va furniza, tensiunea u, practic, între bornele A şi B ale întreruptorului, ci această tensiune la care se însumează tensiunea indusă în conturul de măsură, mărginit de aria haşurată.

Tensiunea indusă în conturul de măsură se poate calcula cu relaţia :

$$\hat{E} = \frac{\omega \hat{\imath} \mu_0 h}{2\pi} ln \frac{r_1}{r_0}, \qquad (1)$$

unde s-a notat cu :
- $\hat{\imath}$ — valoarea de vîrf a armonicei de curent ;
- ω — pulsaţia armonicei de curent ;
- h — înălţimea conturului de măsură ;
- r_1 — distanţa divizorului de tensiune faţă de întreruptor ;
- r_0 — raza medie a conductorului în circuitul de curent intens.

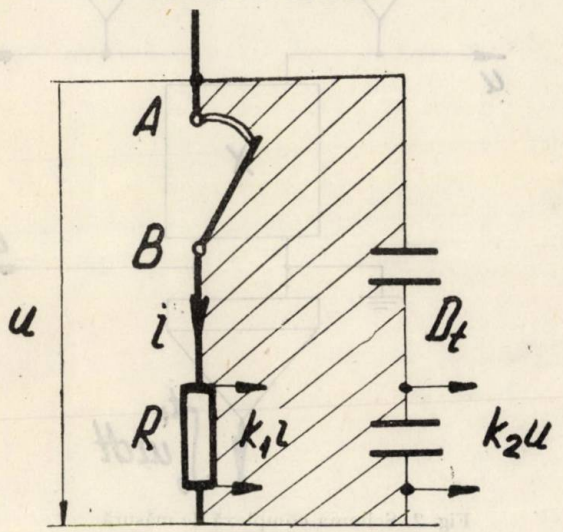


Fig. 1. Schema primară de măsură.

Calculul numeric, cu ajutorul relaţiei (1), pentru $\hat{\imath} = \sqrt{2}.21{,}3$ kA, $h = 1$ m, $r_1/r_0 = 100$, conduce la rezultatele din tabela 1.

* Prof. dr. doc. ing. *G. Hortopan* este şeful catedrei de măsuri şi aparate electrice, dr. ing. *V. Hortopan* este conferenţiar, iar dr. ing. *V. Truşcă* — şef de lucrări la Institutul politehnic-Bucureşti.

Tabela 1

Tensiuni induse în bucla de măsură

f [Hz]	50	10^2	10^3	10^4	10^5
$\hat{E}$ [V]	8,65	17,3	173	1730	17300

Desigur că armonicele superioare pot avea amplitudini mai mici decît fundamentala, dar, în unele cazuri, armonicele superioare pot falsifica, în mod sensibil, tensiunea prezumată între bornele A și B din figura 1.

În figura 2 se prezintă o schemă complexă de măsură, cu posibilități multiple și anume:

a. compensarea tensiunii induse în bucla de măsură;

b. măsurarea puterii și energiei, în afară de măsurarea tensiunii și curentului.

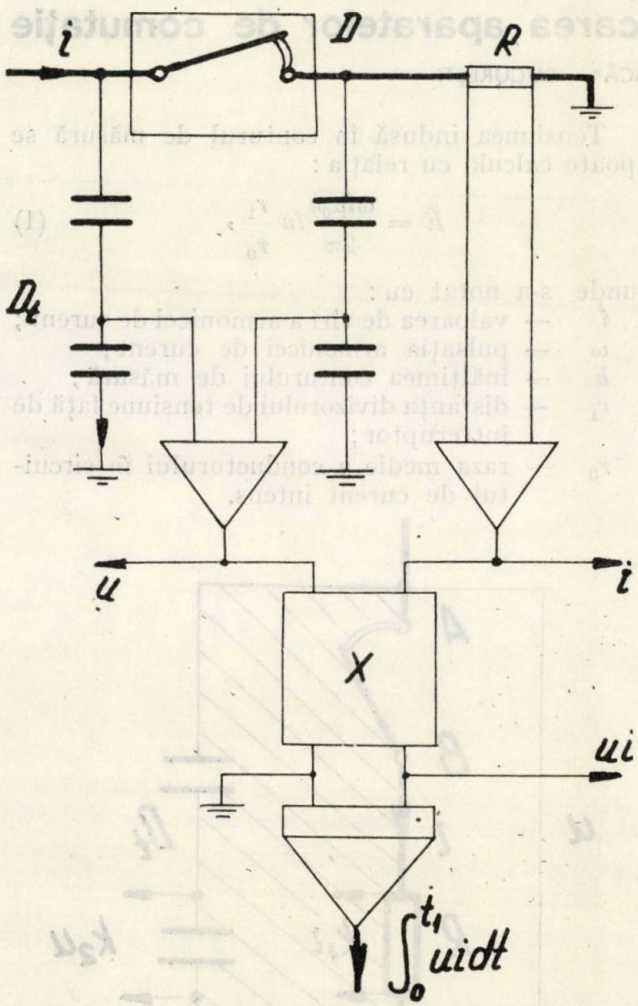


Fig. 2. Schema complexă de măsură.

Amplificatoarele operaționale și multiplicatoarele electronice care intră în structura schemei [3] permit realizarea unei aparaturi compacte și de dimensiuni reduse.

2. Criteriile de calitate

Pentru aprecierea calității unui dispozitiv de măsură există numeroase criterii [5], [6] din care, pentru scopurile menționate, pot fi reținute: timpul de răspuns, timpul de creștere, caracteristica de frecvență, dedusă din funcția de transfer.

În funcție de economicitatea montajului de încercare se poate folosi oricare din cele trei criterii, știut fiind că între acestea există echivalențe. Dar trebuie subliniat faptul că, în prezent în recomandările CEI din publicația 60, nu se prevede drept criteriu timpul de creștere a mărimii măsurate, ceea ce, în ultimul timp, capătă o semnificație din ce în ce mai mare pentru răspunsurile neoscilante. În afară de aceasta, mai trebuie observat că, răspunsurile oscilante nenormate nu au nici o semnificație [5], deoarece se pot obține valori mici ale timpului de răspuns pentru dispozitive puternic oscilante.

În tabela 2 se prezintă principalele relații de calcul pentru unele dispozitive de măsură, utilizate la măsurarea curenților și tensiunilor cu variații rapide.

După cum rezultă din tabela 2, pozițiile 1 și 2, se observă că, cu cît grosimea δ a peretelui tubului rezistiv al unui șunt coaxial este mai mare, cu atît timpul de răspuns este mai mare. Pe de altă parte, cu cît intensitatea curentului măsurat este mai mare, cu atît grosimea peretelui tubului rezistiv este mai mare. În principiu, șuntul coaxial se dimensionează la stabilitatea termică la o secundă. Rezultă, de aici, că, șunturile care măsoară curenți intenși vor avea un timp de răspuns mare. Dacă aceste șunturi sînt destinate a măsura și curenți post arc, sau dacă asemenea șunturi sînt destinate a transmite informații necesare măsurării puterii și energiei arcului electric, rezultă condiții nesatisfăcătoare pentru măsurări de precizie.

În figura 3 se prezintă schema echivalentă a instalației care cuprinde un șunt coaxial [11] necompensat. Această schemă nu cuprinde nici o inductivitate mutuală între circuitele de curent intens și cel de măsură. În figura 4, care reprezintă schema de compensare a șuntului cu pereți subțiri, există această inductivitate mutuală M,

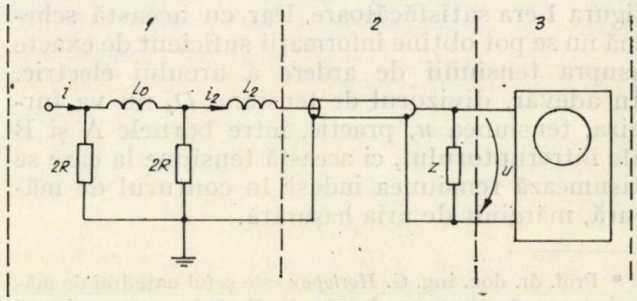
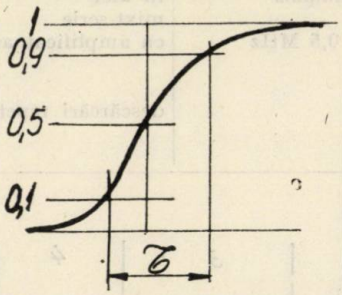


Fig. 3. Schema de măsură cu șunt coaxial:
1 — șuntul; 2 — cablul coaxial; 3 — osciloscraful.

Tabela 2

Cu privire la criteriile de calitate [7], [8], [9], [10]

	Definiţia formală	Expresia analitică	Utilizare
1. Timpul de răspuns, T_r	$a.\ \int_0^\infty [1 - f(t)]\,dt$ $b.\ -\left[\frac{dG(p)}{dp}\right]_{p=0}$	$\mu_0\,\sigma\,\delta^2/6$ $\frac{r_a^2 - r_i^2}{r_a\,r_i} \sum_{k=1}^{\infty} A_K\,T_K$	şunturi cu pereţi subţiri şunturi cu pereţi groşi
2. Banda de frecvenţă B	$A(f),\ a = 3\ dB$	$\frac{1,46}{\sigma\,\mu_0\,\delta^2}$	şunturi cu pereţi subţiri
3. Timpul de creştere, τ		0,34/B	şunturi cu pereţi subţiri
4. Funcţia de transfer, $H(p)$	$\frac{\mathfrak{L} u_c}{\mathfrak{L} u_i}$	$\frac{C_1C_2R_2R_3p^2 + C_1R_3p}{LR_3C_1C_3p^3 + (C_1C_2R_1R_3 + C_1L)\,p^2 + R_3C_2p + 1}$	divizor de tensiune mixt serie

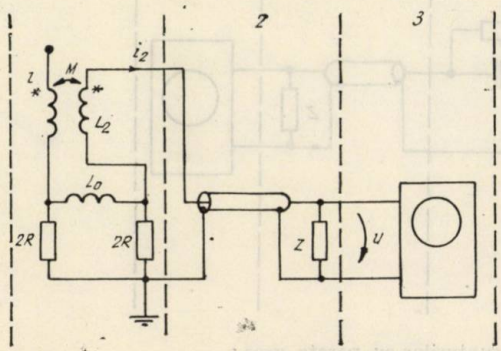


Fig. 4. Schemă de măsură pentru compensarea şunturilor cu perete subţire :
1 — şuntul ; 2 — cablul coaxial ; 3 — osciloscraful.

ceea ce oferă posibilitatea unei compensări a răspunsului [9], [11]. În figura 5 se prezintă schema echivalentă a instalaţiei de măsură, care cuprinde o inductivitate mutuală M şi o reţea de corecţie formată din inductivitatea L, rezistenţele R_2/n şi condensatoarele nC_2. Această schemă este indicată pentru compensarea şunturilor cu pereţii groşi ai tubului rezistiv [11], [16].

Efectele compensării şuntului se pot observa în figurile 7 şi 8 care prezintă oscilogramele răspunsurilor unui şunt de 7,5 kA ls, 15 kA 0,25 s. Prin compensare, timpul de răspuns se reduce de la 125 ns (fig. 6) la 14 ns (fig. 7).

Mai trebuie remarcat faptul că, un şunt coaxial, care are o lungime electrică mare, trebuie să fie asigurat şi împotriva reflexiilor interne [12], [13].

3. Realizări

Ca urmare a solicitărilor din industrie, în cadrul catedrei de măsuri şi aparate electrice, s-au realizat mai multe dispozitive pentru măsurarea mărimilor electrice cu variaţii rapide, dintre care cele mai semnificative sînt prezentate în tabela 3.

Seria construcţiilor a început cu realizarea unui dispozitiv de măsură, prezentat în figura 8, ceea ce a permis realizarea primului şunt coaxial de 1 000 A, ls, prezentat în figura 9.

În figura 10 se prezintă o serie de şunturi coaxiale, destinate a funcţiona în regim permanent şi continuu pentru curenţii nominali de 20 A, 200 A, 500 A, 1 000 A, 2 000 A în scopul măsurării curenţilor redresaţi. Pentru ultimele patru valori răcirea şunturilor se realizează cu jeturi de aer furnizate de ventilatoare.

În figura 11 se prezintă o serie de trei şunturi coaxiale de 30 kA_{ef} ls şi 70 kA_{max} pentru staţiile de încercări de aparate de comutaţie. O serie nouă cu stabilitate termică de 60 kA_{ef} şi 150 kA_{max} a fost realizată recent.

În figura 12 se prezintă un divizor de tensiune de 1,5 MV construit pentru măsurarea tensiunilor de impuls. Divizorul este de tip rezistiv,

Tabela 3

Dispozitive de măsură construite de Catedra de măsuri şi aparate electrice-IPB

Nr. crt.	Denumirea	Caracteristici	Observaţii
1	Şunt coaxial	1000 A, ls; R = 4,1 mΩ; T_r = 17,6 ns	
2	Şunt coaxial	1000 A, ls; R = 2,02 mΩ; T_r = 27/8ns	necompensat/compensat
3	Şunt coaxial	20 A; 1,6 V, regim permanent	
4	Şunt coaxial	200 A; 1,6 V, regim permanent	răcire forţată
5	Şunt coaxial	500 A; 1,6 V, regim permanent	răcire forţată
6	Şunt coaxial	1000 A; 1,6 V, regim permanent	răcire forţată
7	Şunt coaxial	2000 A; 1,6 V, regim permanent	răcire forţată
8	Şunt coaxial	7,5 kA; ls; R = 0,502 mΩ, T_r = 125/14ns	necompensat/compensat
9	Şunt coaxial	15 kA; ls; R = 0,25mΩ, T_r = 482 ns	
10	Şunt coaxial	30 kA; ls; R = 0,147 mΩ ; T_r = 1,082 ms	70 kA stab. dinamică
11	Şunt coaxial	60 kA; ls; R = 0,075 mΩ	140 kA stab. dinamică
12	Divizor de tensiune	1,5 MV; T_r = 24 ns, regim de impuls	în ulei
13	Divizor de tensiune	40 kV/10V; banda 1 MHz	mixt-serie
14	Aparat pentru măsurarea puterii şi energiei arcului electric de comutaţie	Intrare 2 × 10 V; 2 × 1 V; banda 0,5 MHz	cu amplificatoare operaţionale
15.	Instalaţie pentru etalonarea şunturilor coaxiale	Timp de răspuns: 6 ns	descărcări repetate

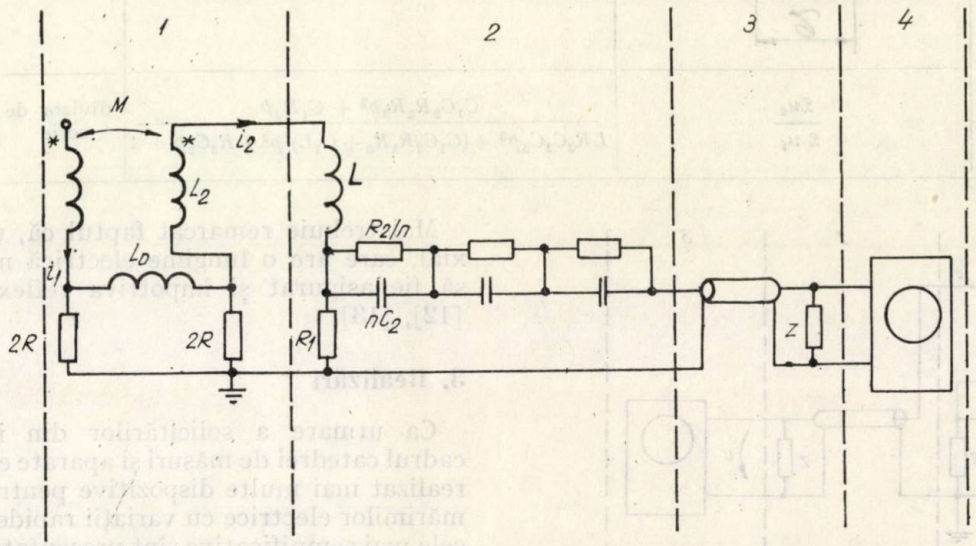


Fig. 5. Schemă de măsură pentru compensarea şunturilor cu perete gros:
1 — şuntul; 2 — reţeaua de corecţie; 3 — cablul coaxial; 4 — osciloscraful.

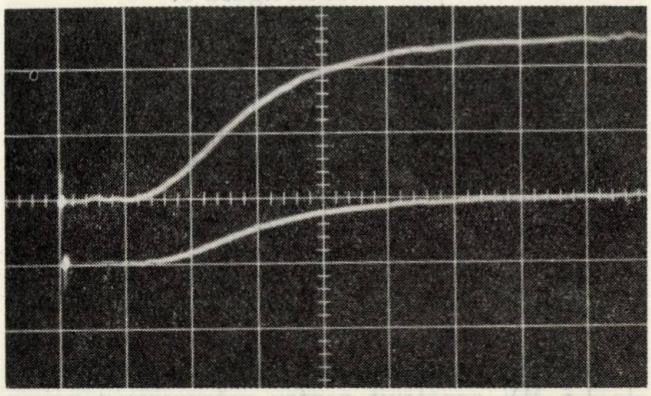


Fig. 6. Răspuns de 125 ns la un şunt de 7,5 kA necompensat
50 ns/cm.

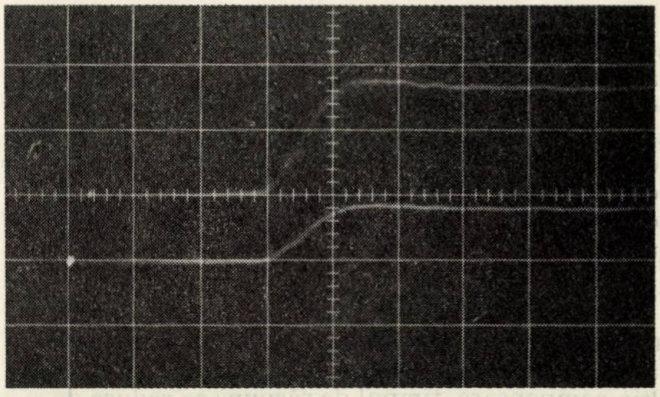


Fig. 7. Răspuns de 14 ns la un şunt de 7,5 kA compensat
25 ns/cm.

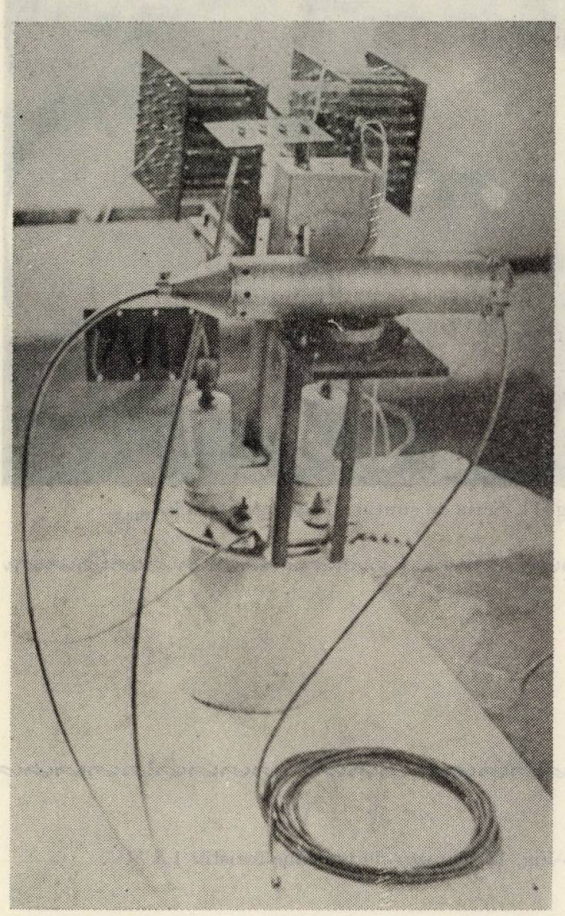


Fig. 8. Instalație pentru măsurarea timpului de răspuns.

iar caracteristica de frecvență, indicată în figura 13, arată o bandă de trecere de 7 MHz, pentru o atenuare de 3 dB.

Pentru măsurarea tensiunii de restabilire, la încercarea aparatelor de medie tensiune s-a construit divizorul mixt serie din figura 14,

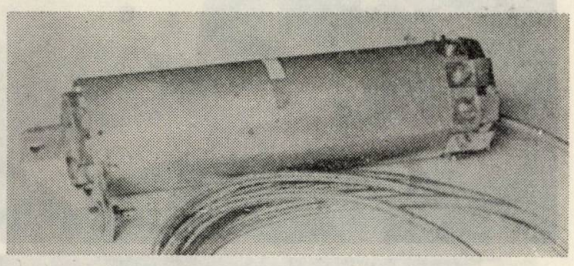


Fig. 9. Șunt coaxial de 1 000 A, 1 s.

cu raportul de reducere de 40 kV/10 V și cu caracteristici de frecvență din figura 15, 17.

În cadrul catedrei s-a realizat [3], [14], [15] un aparat pentru măsurarea puterii și energiei arcului electric de comutație. Acest aparat, prezentat în figura 16, oferă noi posibilități de cercetare asupra camerelor de stingere. În adevăr, se pot dezvolta camere de stingere, după criteriul energiei minime; se poate stabili, după acest criteriu numărul plăcilor de ion, influența tratamentului de suprafață pentru aceste plăci

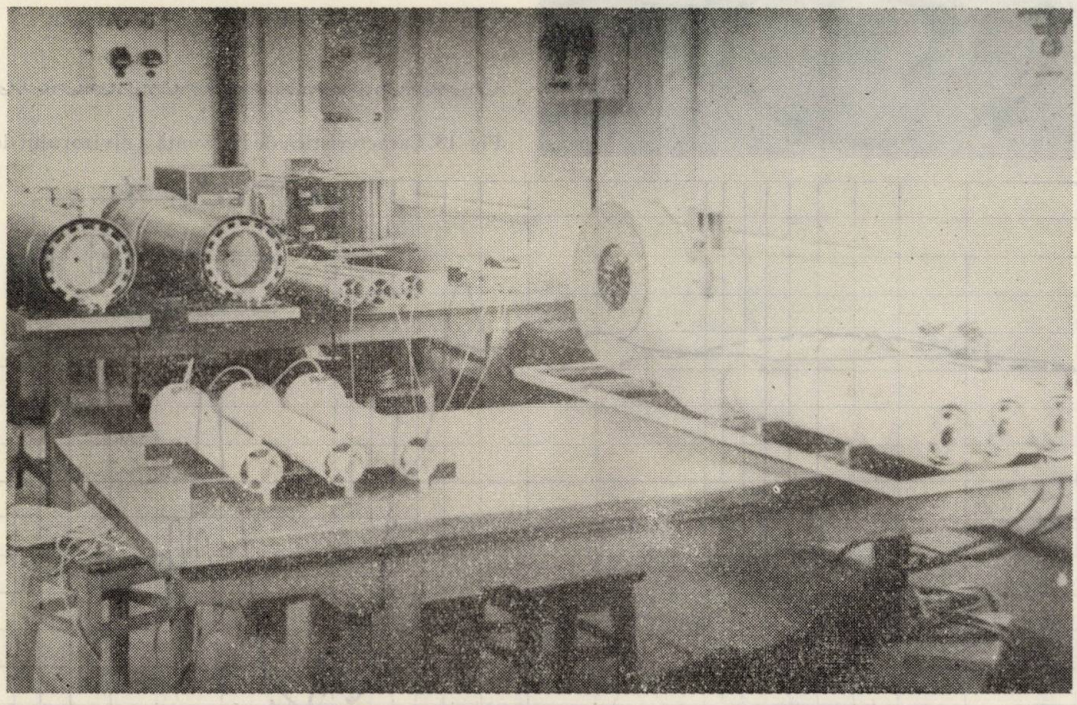


Fig. 10. Serie de șunturi pentru regim permanent 20÷2 000A.

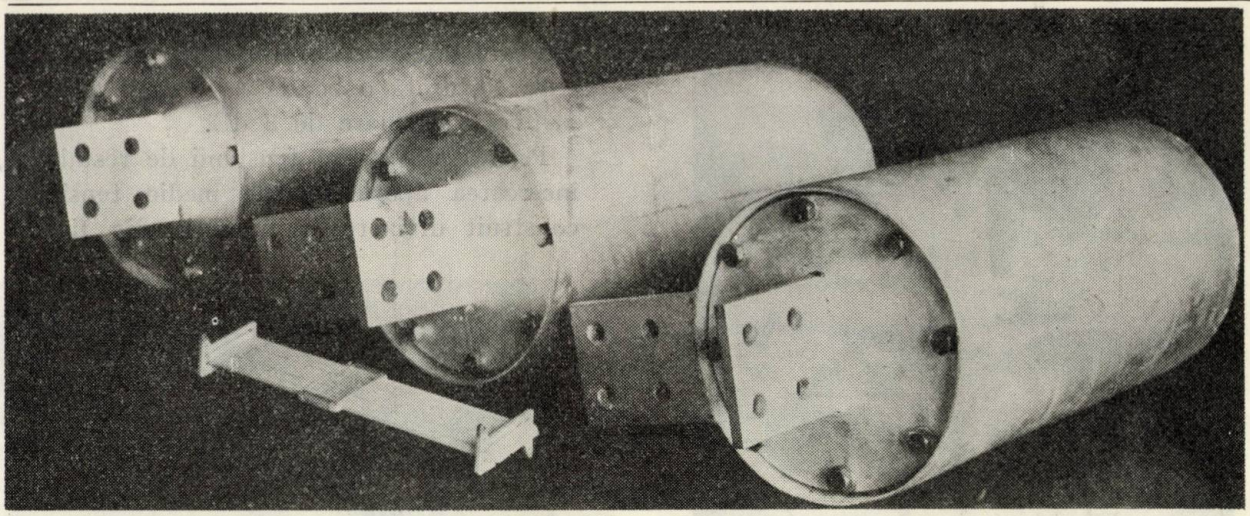
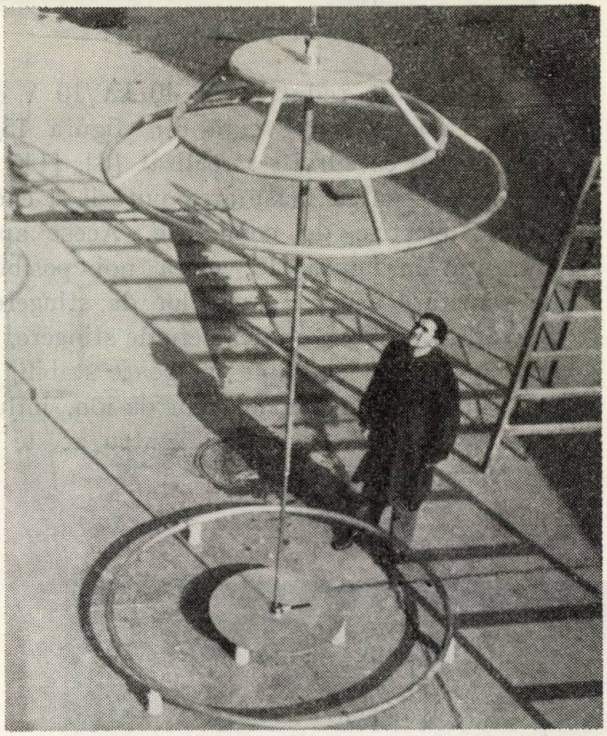
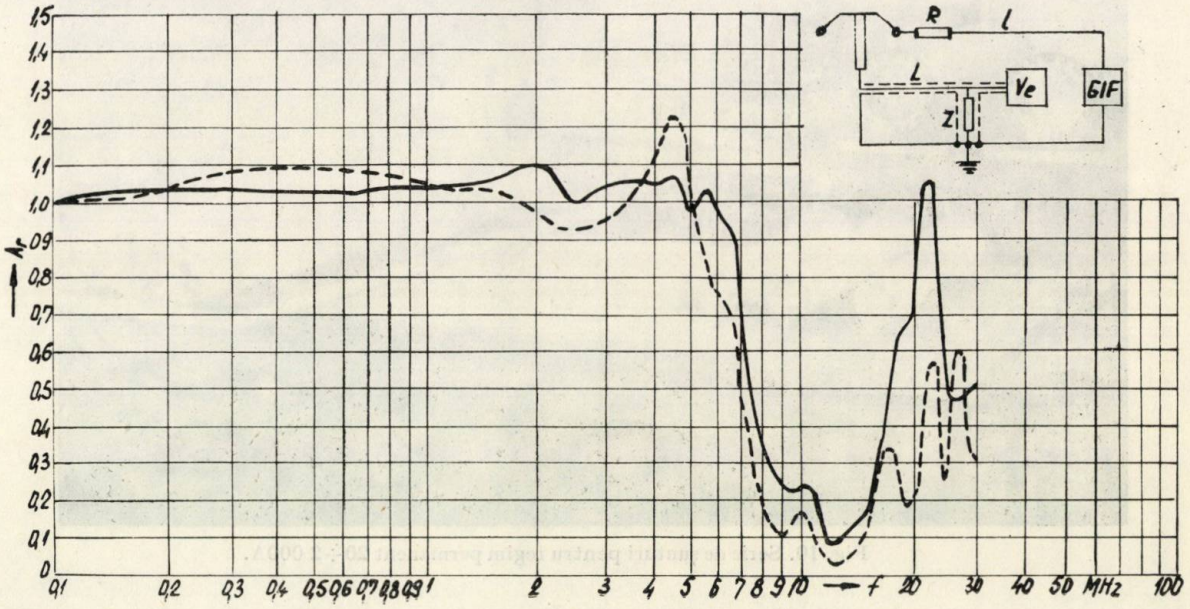


Fig. 11. Serie de şunturi de 30 kA 1 s/70 kA_{max}.



← Fig. 12. Divizor de tensiune rezistiv 1,5 MV.

Fig. 13. Caracteristica de frecvenţă a divizorului de 1,5 MV.



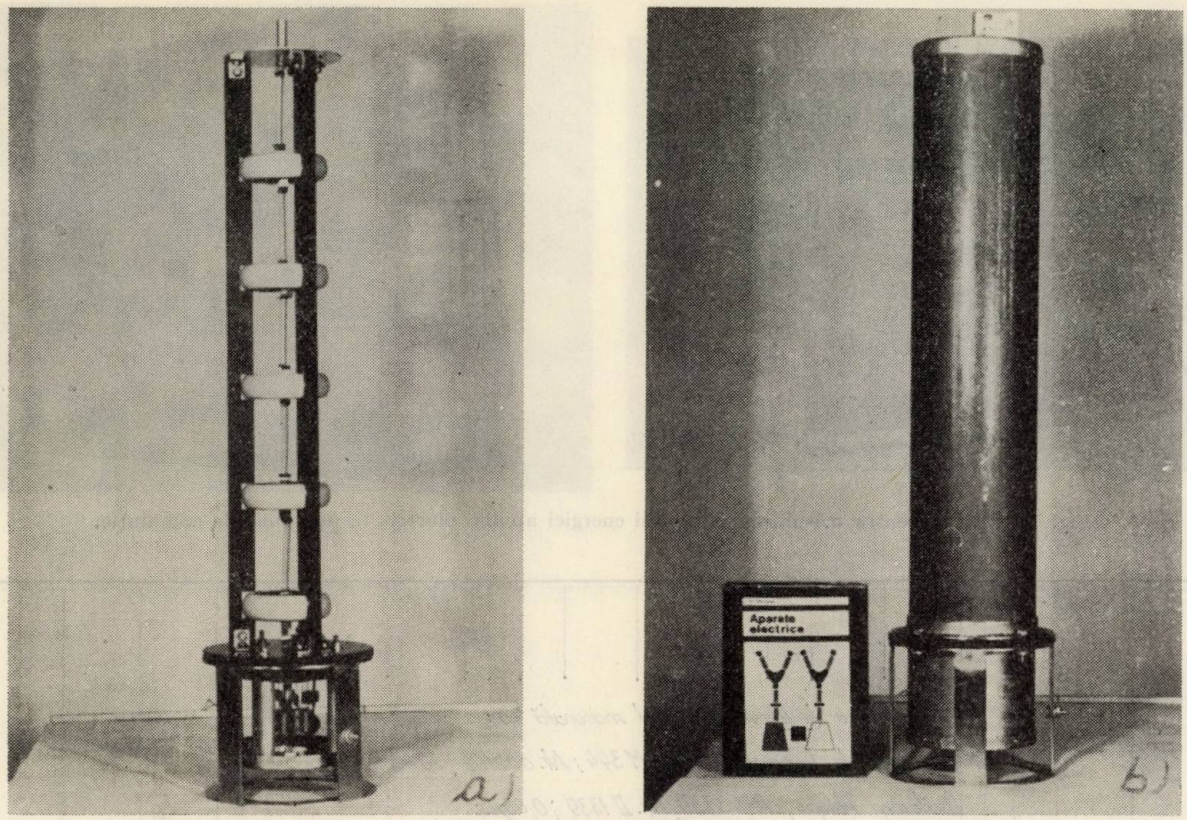


Fig. 14. Divizor de tensiune 40 kV/10 V.

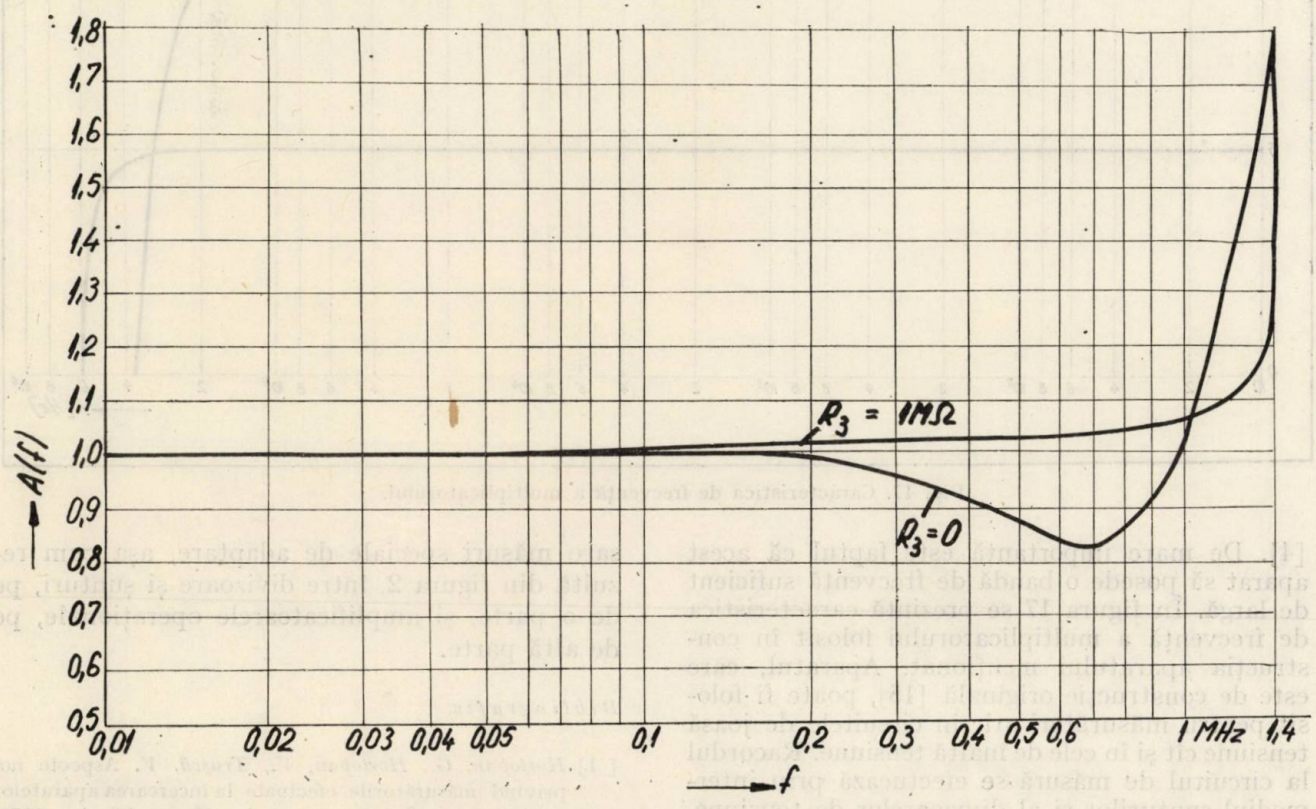


Fig. 15. Caracteristica de frecvență a divizorului de 40 kV/10 V.

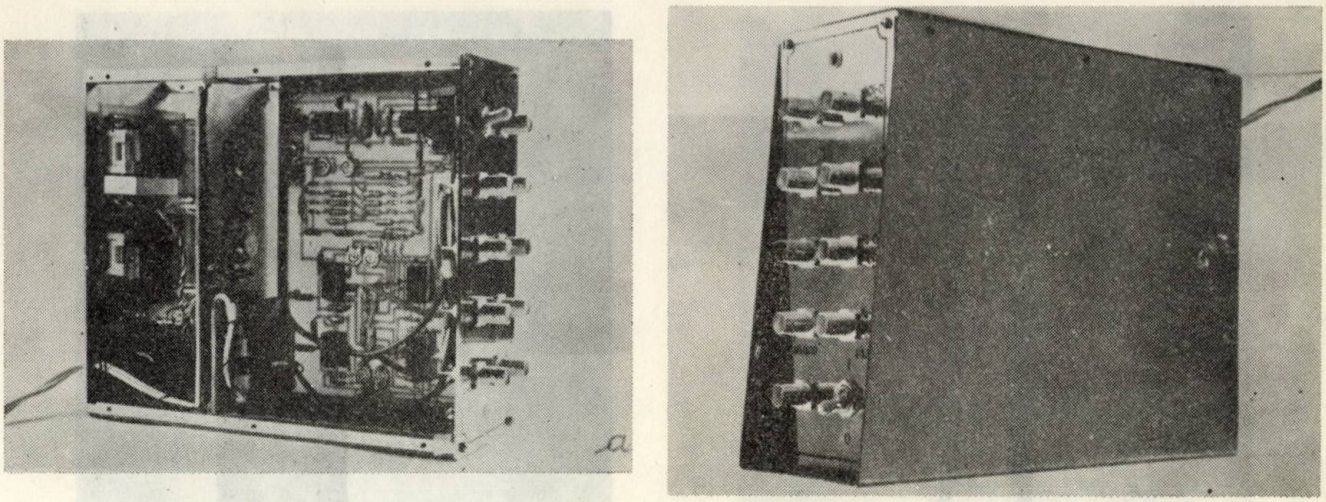


Fig. 16. Aparat pentru măsurarea puterii și energiei arcului electric în aparatele de comutație.

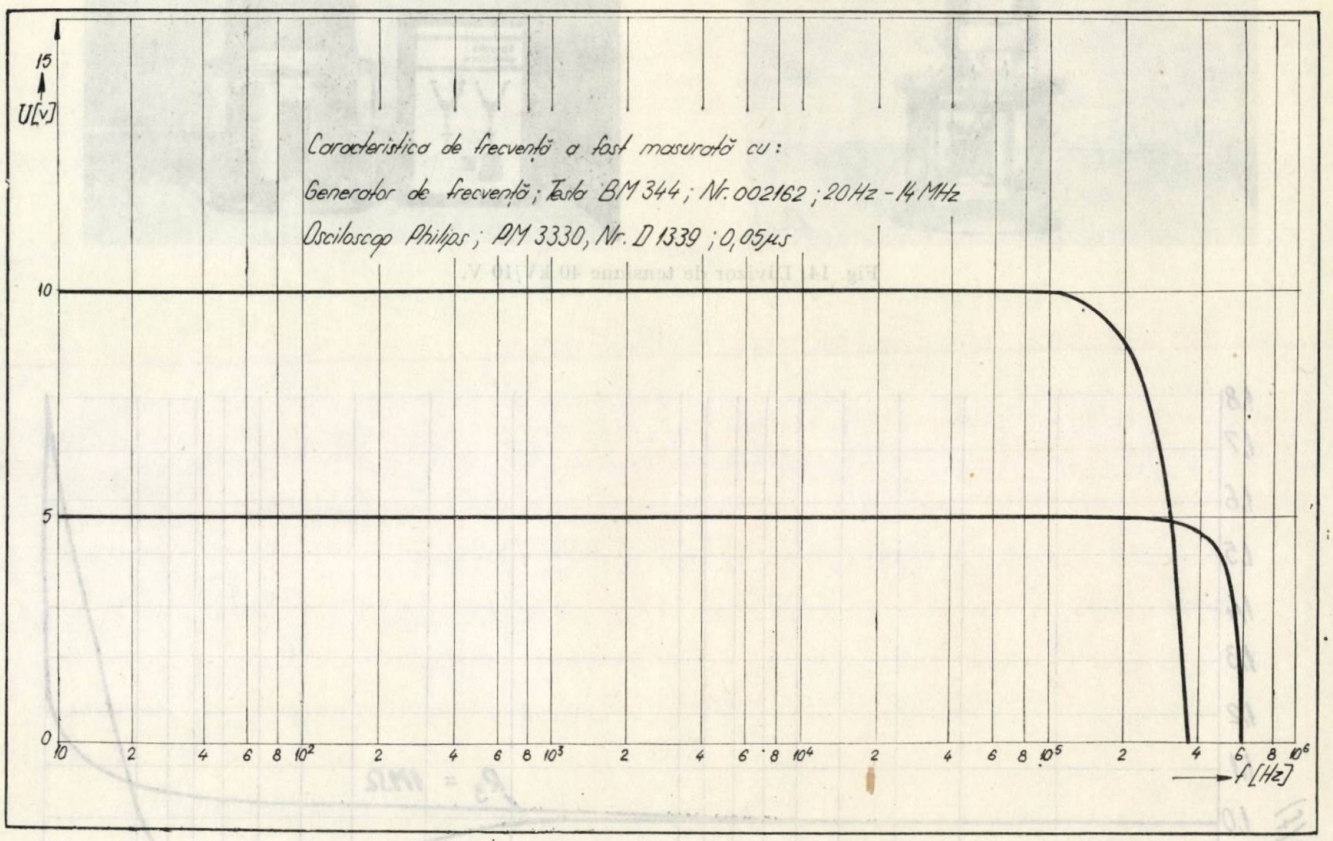


Fig. 17. Caracteristica de frecvență a multiplicatorului.

[4]. De mare importanță este faptul că acest aparat să posede o bandă de frecvență suficient de largă. În figura 17 se prezintă caracteristica de frecvență a multiplicatorului folosit în construcția aparatului menționat. Aparatul, care este de construcție originală [15], poate fi folosit pentru măsurători atît în circuitele de joasă tensiune cît și în cele de înaltă tensiune. Racordul la circuitul de măsură se efectuează prin intermediul șunturilor și al divizoarelor de tensiune, realizate în consecință. În acest scop sînt necesare măsuri speciale de adaptare, așa cum rezultă din figura 2, între divizoare și șunturi, pe de o parte, și amplificatoarele operaționale, pe de altă parte.

Bibliografie

[1] *Hortopan, G., Hortopan, V., Trușcă, V.* Aspecte noi privind măsurătorile efectuate la încercarea aparatelor de comutație. În: Electrotehnica **20**, nr. 12, dec 1972, p. 460—465.

[2] *Hortopan, G., Truşcă, V.* Modele matematice ale arcului electric, de joasă tensiune. În : Electrotehnica **21**, nr. 3, mar 1973, p. 95—101.
[3] *Truşcă, V.* Cu privire la măsurarea puterii şi energiei arcului electric în aparatele de comutaţie. În : Electrotehnica **19**, nr. 10, oct 1971, p. 383—392.
[4] *Truşcă, V.* Influenţa acoperirii plăcuţelor camerelor de stingere în aparatele de comutaţie. În : Electrotehnica **20**, nr. 8, aug. 1972, p. 298—305.
[5] *Hortopan, G.* Classes de précision pour les diviseurs de tension et les shunts. În : Revue roumaine des sciences techniques. Serie Electrotechnique et énergétique. **11**, nr. 2, 1966, p. 155—166.
[6] *Hortopan, V.* Criterii de calitate ale dispozitivelor de măsură a curenţilor şi tensiunilor cu variaţii rapide. Comunicare IPB, dec 1972.
[7] *Hortopan, V.* Răspunsul la excitaţie treaptă a conductorului tubular. În : Electrotehnica **18**, nr. 5, mai 1970 p. 160—166.
[8] *Hortopan, V.* Folosirea funcţiilor de transfer la determinarea criteriului de calitate a dispozitivelor de măsură pentru curenţii cu variaţie rapidă. În : Electrotehnica **19**, nr. 4, aprilie 1971, p. 128—133.
[9] *Hortopan, G.* şi *Hortopan, V.* Eine Allgemeine Theorie der Meeswiderstände im übergangszustand. În : ETZ—A **92**, nr. 8, august 1971, p. 470—474.
[10] *Hortopan, V.* Metode de compens are a şunturilor coaxiale. În : Electrotehnica **19**, nr. 6, iunie 1971, p. 223 — 227.
[11] *Hortopan, G., Hortopan, V.* Das Verhalten der koaxialen Messwiderstände beim Messen elektrischer Ströme. În : Revue roumaine des sciences techniques. Serie Electrotehnique et Energétique, Tome **19**, 1974, nr. 1, p. 41—47.
[12] *Hortopan, G., Hortopan, V., Titz, G., Pavelescu, D.* Criteriile de dimensionare a şunturilor coaxiale. În : Electrotehnica **20**, nr. 6, iunie 1972, p. 218—224.
[13] *Hortopan, G.* Şunt coaxial cu impedanţa caracteristică adaptată la cablul de măsură. Înregistrat la OSIM. 2.2.1972.
[14] *Truşcă,* V. Asupra proceselor de stingere a arcului electric în aparatele de comutaţie, de joasă tensiune. Teză de doctorat, IPB, 1973.
[15] *Truşcă, V.* Aparat pentru măsurarea puterii şi energiei arcului electric. Brevet de invenţie OSIM, 1973, Bucureşti.
[16] *Hortopan, G., Hortopan V.* Şunt coaxial cu timp de răspuns compensat. Înregistrat OSIM : 22.5.1973.
[17] *Hortopan, G.* Divizor de tensiune mixt serie şi performanţele sale. În : Electrotehnica **21**, nr. 2, feb 1972, p. 74—79.

Intrat în redacţie la 23. X. 1974

CZ 621.3.014.31: 621.317.72.087

ARC ELECTRIC
DIODA ZENER
DISPOZITIV DE REGISTRARE
TENSIUNEA ARCULUI ELECTRIC

Dispozitiv de înregistrare a tensiunii arcului electric

D. PAVELESCU, FL. IONESCU şi N. CIOCOIU — Bucureşti

Ing. Dan Pavelescu, născut în 1943, absolvent al Institutului politehnic — Bucureşti, Facultatea de electrotehnică, din anul 1966, este asistent la Catedra de măsuri şi aparate electrice din Institutul politehnic — Bucureşti şi doctorand la disciplina aparate electrice.
Ing. Florin Ionescu, născut în 1946, absolvent al Institutului politehnic — Bucureşti, Facultatea de electrotehnică, este asistent la Catedra de măsuri şi aparate electrice a Institutului politehnic — Bucureşti şi doctorand la disciplina aparate electrice.
Ing. Nicolae Ciocoiu, născut în 1939, absolvent al Institutului politehnic — Bucureşti, Facultatea de electrotehnică, este şeful staţiei de încercări de mare putere a întreprinderii „Electroaparataj" — Bucureşti.

1. Generalităţi

Aprecierea performanţelor aparatelor de comutaţie de joasă tensiune se face prin testarea lor în staţia de încercări. La întreprinderea „Electroaparataj"-Bucureşti, verificarea comportării aparatelor de joasă tensiune în regim de scurtcircuit se face prin analizarea oscilogramelor procesului de deconectare, care trebuie să corespundă STAS 4 480—74. Oscilogramele conţin curenţii de scurtcircuit şi tensiunile la borne pentru cele trei faze ale aparatului.

Pentru înregistrările uzuale este dificil să se aprecieze momentul separării contactelor pe fiecare fază, precum şi valoarea tensiunii arcului electric în primele momente ale deconectării. Este de dorit ca pentru acest interval de timp, amplitudinea fenomenelor înregistrate să fie sufi-

cient de mare, pentru a permite calcule analitice și estimări calitative asupra evoluției arcului electric în aparat. Pentru evitarea acestor dificultăți s-a conceput un dispozitiv de măsură cu diode Zener, care asigură o amplitudine convenabilă la înregistrarea tensiunii arcului electric în primele momente ale deconectării. Aceasta se bazează pe proprietățile speciale ale diodelor Zener, prezentate pe larg în literatură [2] [3] [4] [5] [6]. Aparatul este în construcție trifazată, putînd fi utilizat în cazul în care se folosește ca aparat înregistrator oscilograful, cu bucle sau oscilograful catodic.

2. Baze teoretice

Schema de principiu a unei faze a dispozitivului este prezentată în figura 1, în care :

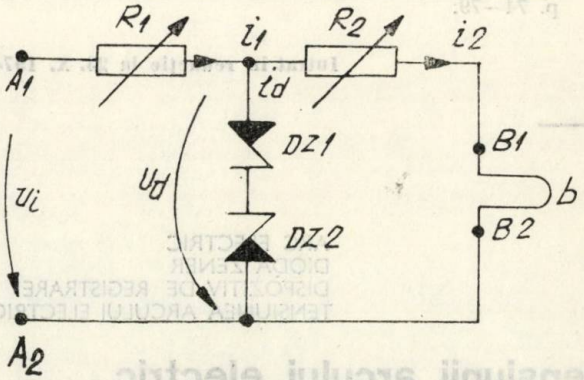


Fig. 1. Schema de principiu a unei faze a dispozitivului.

DZ_1, DZ_2 sînt diode Zener de putere ;
R_1, R_2 — rezistențe variabile în trepte ;
b — bucla oscilografului, de rezistență Rb ;
u_i — tensiunea de intrare (tensiunea la bornele unei faze a aparatului de încercat) ;
u_d — tensiunea la bornele diodelor Zener ;
i_1, i_2, i_d — curenții prin rezistențele R_1 și R_2, respectiv ansamblul DZ_1, DZ_2.

Montajul lucrează pe caracteristica inversă a diodei Zener, care, în cazul celei de putere, prezintă particularitatea că pînă la tensiunea Zener curentul prin diodă este, practic, zero (fig. 2). Datorită acestui fapt, schema se comportă ca un divizor de tensiune rezistiv, atît timp cît tensiunea u_d este mai mică decît tensiunea Zener U_z. Deci, în acest interval va exista o variație liniară a tensiunii u_d funcție de u_i. Vom numi tensiune de limitare U_l — valoarea tensiunii de intrare pentru care $u_d = U_z$. Orice tensiune $u_i > U_l$ va fi limitată din punct de vedere al înregistrării, în sensul că, tensiunea de ieșire rămîne, practic, constantă și egală cu U_z. Funcționarea în curent alternativ a dispozitivului impune utilizarea a două diode Zener, montate în opoziție.

Pentru schema din figura 1 putem scrie :

$$i_1 = i_2 + i_d, \tag{1}$$

$$u_i = R_1 i_1 + u_d, \tag{2}$$

$$u_d = R_{2t}\, i_2, \tag{3}$$

unde :

$$R_{2t} = R_2 + R_b. \tag{4}$$

Din (2) și (3) se obține :

$$\frac{u_i}{u_d} = \frac{R_1 i_1 + R_{2t} \cdot i_2}{R_{2t} \cdot i_2}, \tag{5}$$

Atît timp cît $u_i < U_l$, $u_d < U_z$, se poate considera $i_1 \simeq i_2$, bucla înregistrînd fidel variația tensiunii u_i.

Pentru $u_i = U_l$, $u_d = U_z$ și (5) devine :

$$\frac{U_l}{U_z} = \frac{R_1 + R_{2t}}{R_{2t}}. \tag{6}$$

Din (6) se vede că valoarea tensiunii U_l, la care se produce limitarea, poate fi reglată prin variația parametrilor schemei.

Cînd tensiunea de intrare atinge valoarea maximă u_{imax} ($u_{imax} \gg U_1$) se poate considera $i_d \simeq i_1$, încît din (2) obținem curentul maxim prin diodele Zener :

$$i_{dmax} = \frac{u_{imax} - U_z}{R_1}. \tag{7}$$

3. Proiectarea și realizarea dispozitivului

Se consideră, ca date inițiale de proiectare : valoarea maximă a tensiunii de intrare u_{imax} ; tensiunea Zener U_z, curentul maxim admisibil prin dioda Zener, i_{dmax} ; curentul maxim al buclei i_{2max} (curentul care produce o deviație maximă convenabilă înregistrării).

În funcție de aceste date se stabilesc valorile necesare pentru R_1 și R_2, astfel, încît să se obțină o gamă largă de tensiuni limitate U_1. Din (3), considerînd $u_d = U_z$ și $i_2 = i_{2max}$, se calculează R_{2t}, iar din (7) rezultă R_1. Dat fiind că $R_b \ll R_2$ se consideră că $R_{2t} = R_2$. Cu elementele calculate, din (6) rezultă, pentru U_{2t} o valoare minimă. Valori superioare acesteia se obțin modificînd raportul de transformare al divizorului de tensiune, deci, mărind rezistența R_1. Rezistența R_1 este limitată în valoare maximă de faptul că punctul de funcționare nu trebuie să ajungă în zona cotului Zener.

Valoarea maximă a tensiunii de intrare u_{imax}, corespunzătoare valorii de vîrf a tensiunii de restabilire în situația cea mai defavorabilă, se

calculează conform [1]:

$$u_{i\,max} = \frac{1{,}5\sqrt{2}\cdot\gamma\cdot U_n}{\sqrt{3}}, \qquad (8)$$

în care:

U_n este tensiunea nominală cea mai mare pentru care este construit dispozitivul;

γ — factorul de oscilație a tensiunii de restabilire.

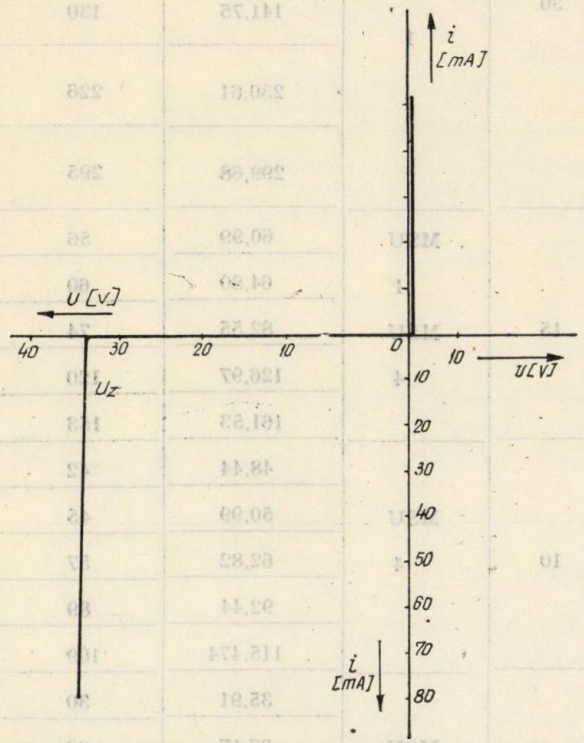


Fig. 2. Caracteristica diodei Zener de putere, tip ZL 35.

Schema a fost proiectată pentru încercarea aparatelor avînd tensiunea nominală pînă la 500 V. La realizarea ei s-au utilizat diode Zener de putere, tip ZL 35, a căror caracteristică este prezentată în figura 2 și care au următorii parametri:

— tensiunea Zener $U_z = 33$ V;

— curentul admisibil în regim permanent $I_d =$ = 150 mA.

Stația de încercări a întreprinderii Electroaparataj este echipată cu un oscilograf de tip 9—SO—1—RFT. În consecință, dispozitivul a fost adaptat buclelor acestuia, prezentate în tabela 1.

Tabela 1

Nr. crt.	Tipul buclei	Curent maxim admisibil, mA	Rezistența, Ω	Domeniul de frecvență, Hz
1	MSU — 1	100	1	0 — 1 500
2	MSU — 2	200	1	0 — 4 000
3	MSU — 4	20	3,5	0 — 1 500
4	MSU — 7	220	0,7	0 — 8 000

Ca exemplu, vom prezenta modul de definire a elementelor schemei pentru bucla *MSU*—1. S-au considerat următoarele date inițiale:

$u_{i\,max} = 1\,000$ V;

$i_{d\,max} = 400$ mA (ținînd seama că diodele Zener funcționează în regim de scurtă durată);

$U_z = 33$ V;

$i_{2\,max} = 30$ mA (valoare aleasă mai mică decît curentul maxim admisibil, pentru a obține o amplitudine corespunzătoare la înregistrare).

S-au obținut, prin calcul, următoarele valori:

$$R_2 = 1{,}1\ \text{k}\Omega;\ R_1 = 3{,}23\ \text{k}\Omega.$$

S-au ales practic:

$R_2 = 1{,}1$ kΩ; $R_1 = 3{,}54$ kΩ (ținînd seama că aceasta reprezintă o valoare minimă).

Corespunzător acestor valori s-a obținut valoarea minimă a tensiunii limitate $U_l = 98{,}62$ V.

La realizarea aparatului s-a utilizat rezistențe chimice, egale cu 39 kΩ, 2 W, care cu ajutorul unui joc de jacuri dau pentru R_1 valorile variabile indicate în tabela 2. În această tabelă sînt indicate și tensiunile de limitare U_l corespunzătoare.

Pentru ca dispozitivul să poată lucra cu o gamă largă de bucle de oscilograf, rezistența R_2 este, de asemenea, variabilă în trepte, prin combinațiile ce se pot face între rezistențe chimice de 2,2 kΩ 2 W. Schema pe fază a conexiunilor este prezentată în figura 3, unde B_1B_2 este ieșirea pentru oscilograf, iar O_1O_2 pentru osciloscop.

4. Rezultate experimentale

Pentru verificarea tensiunilor de limitare U_l calculate, respectiv, etalonarea dispozitivului de măsură, s-a folosit montajul din figura 4, în care:

— AT este sursa de tensiune reglabilă;

— V este voltmetru clasă 0,2;

— mA — miliampermetru;

— R_v — rezistența variabilă de precizie;

— OC — osciloscop cu două spoturi.

Pentru R_v s-au fixat, pe rînd, valori egale cu rezistența buclelor din tabela 1.

Etalonarea s-a efectuat variind tensiunea de intrare, începînd de la zero pînă cînd s-a observat la osciloscop că sinusoida de tensiune este limitată în valoare de vîrf. Aceasta corespunde situației $u_d = U_z$ și $u_i = U_l$. În acest caz, voltmetrul V măsoară valoarea eficace a tensiunii de limitare. Din tabela 2 se observă că tensiunile de limitare măsurate sînt apropiate de cele calculate.

Valorile U_l, măsurate pentru diverse conexiuni ale montajului, servesc ca date de etalonare pentru oscilogramele obținute la înregistrări, în sensul că, valorile de limitare ale tensiunii care apar pe oscilogramă sînt cunoscute. Aceasta elimină, în cazul probelor de scurtcircuit, nece-

Tabela 2

Combinație de jacuri pentru R_1	R_1, kΩ	Combinație de jacuri pentru R_2	R_2, kΩ	$i_{2\,max}$, mA	Tipul buclei	U_e [V_{ef}] calculată	U_e [V_{ef}] măsurată
3—4; 5—6	$\frac{R}{11} = 3{,}54$					98,62	92
1—4; 5—6	$\frac{R}{10} = 3{,}9$	A — a — b			MSU	106,26	97
5—6	$\frac{R}{7} = 5{,}57$		1,1	30	1	141,75	130
3—6	$\frac{R}{4} = 9{,}75$	B — d — e				230,61	226
1—6	$\frac{R}{3} = 13$					299,68	295
3—4; 5—6	3,54				MSU	60,99	56
1—4; 5—6	3,9	A — b			1	64,80	60
5—6	5,57		2,2	15	MSU	82,55	74
3—6	9,75	B — e			4	126,97	120
1—6	13					161,53	153
3—4; 5—6	3,54					48,44	42
1—4; 5—6	3,9	A — a — b			MSU	50,99	45
5—6	5,57	d — e — c	3,3	10	4	62,82	57
3—6	9,75	B — f				92,44	89
1—6	13					115,474	109
3—4; 5—6	3,54	A — a				35,91	30
1—4; 5—6	3,9	b — d			MSU	37,17	32
5—6	5,57	e — c	6,6	5	4	43,08	37
3—6	9,75	B — f				57,91	50
1—6	13					69,41	61
3—4; 5—6	3,54				MSU	136,75	130
1—4; 5—6	3,9	A—a—b—c			2	148,27	143
5—6	5,57		0,73	45	MSU	204,35	200
3—6	9,75	B—d—e—f			7 MSU	335,64	332
1—6	13				1	439,73	431

sitatea unei înregistrări prealabile, de etalonare a buclelor care înregistrează tensiunea. S-au verificat și valorile reale ale lui $i_{2\,max}$ pentru fiecare din cazurile considerate, măsurînd cu osciloscopul căderea de tensiune la bornele rezistenței R_v.

Utilizînd ambele canale ale osciloscopului, s-a constatat că pe cele trei faze ale montajului se obțin semnale identice, deci, acesta este simetric.

Figura 5 prezintă schema simplificată de încercare la scurtcircuit a unui aparat de joasă tensiune I și modul de conectare a dispozitivului realizat D. S-au mai folosit următoarele notații:

IP — întrerupător de protecție al stației;
X, R — reactanțe și rezistențe de limitare a curentului;
Sh — șunturi pentru măsura curenților;
DT — divizoare de tensiune (rezistive).

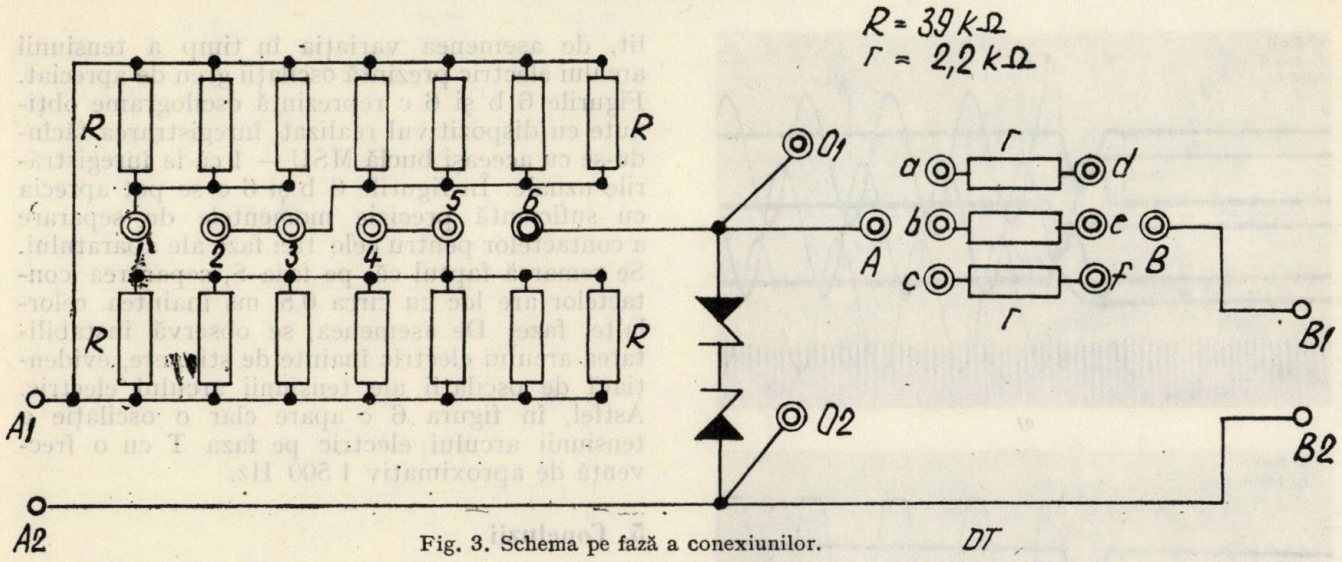


Fig. 3. Schema pe fază a conexiunilor.

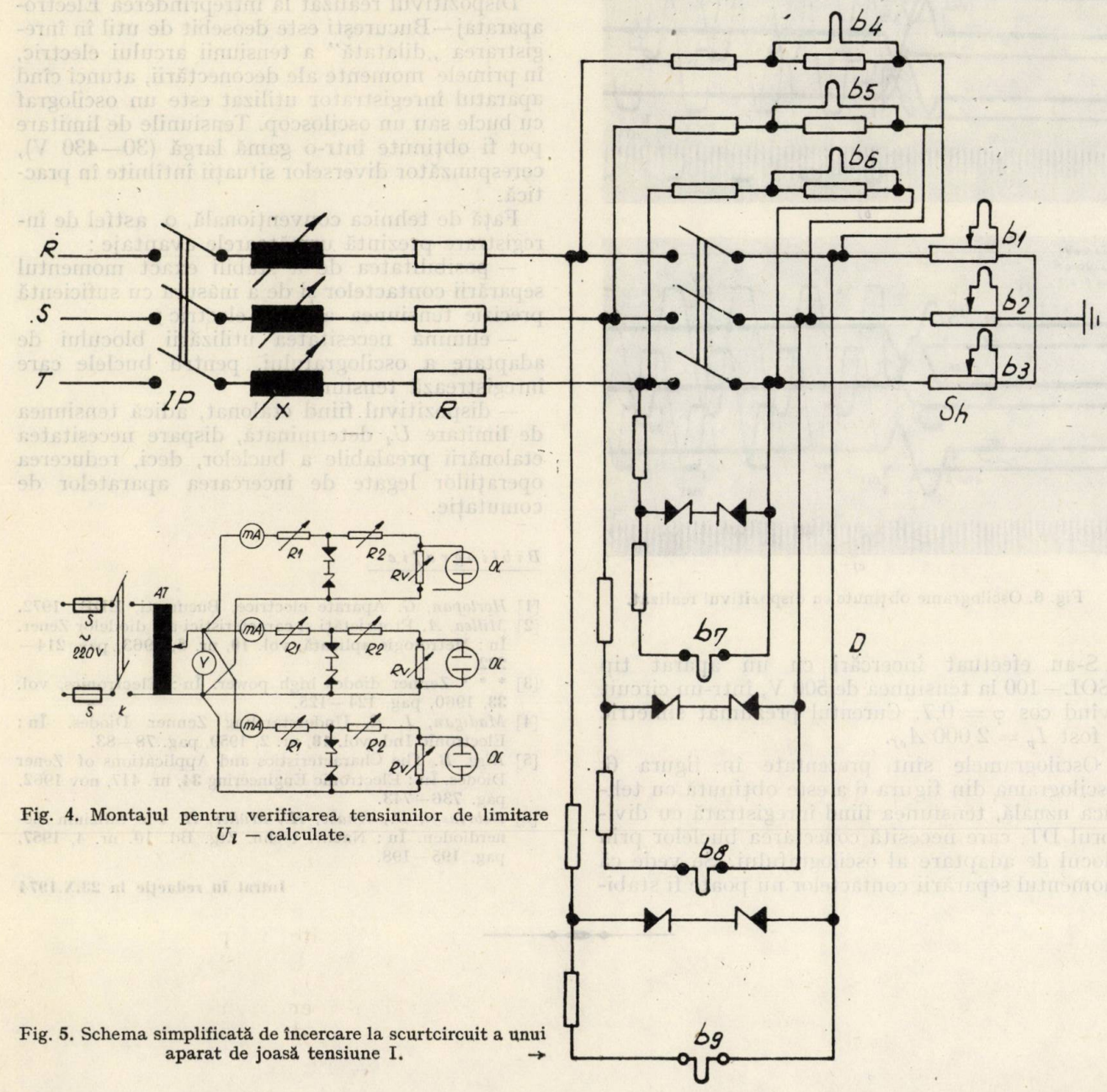


Fig. 4. Montajul pentru verificarea tensiunilor de limitare U_l — calculate.

Fig. 5. Schema simplificată de încercare la scurtcircuit a unui aparat de joasă tensiune I. →

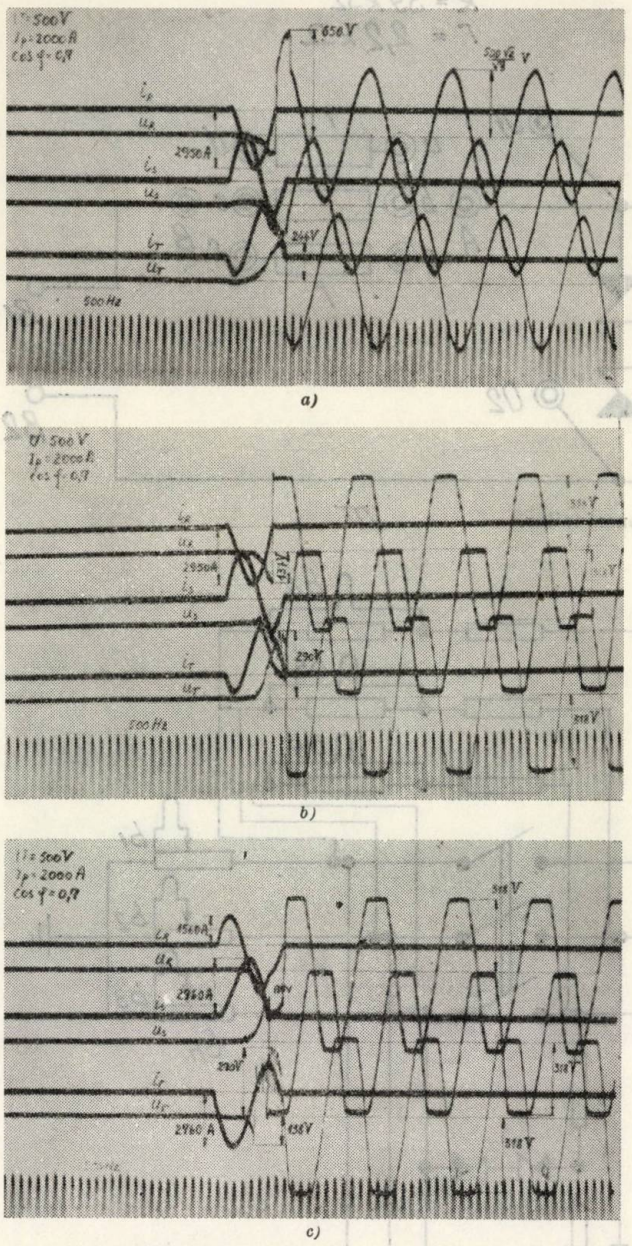


Fig. 6. Oscilograme obținute cu dispozitivul realizat.

S-au efectuat încercări cu un aparat tip ISOL—100 la tensiunea de 500 V, într-un circuit avînd cos $\varphi = 0{,}7$. Curentul prezumat simetric a fost $I_p = 2\,000\ A_{ef}$.

Oscilogramele sînt prezentate în figura 6. Oscilograma din figura 6 a este obținută cu tehnica uzuală, tensiunea fiind înregistrată cu divizorul DT, care necesită conectarea buclelor prin blocul de adaptare al oscilografului. Se vede că momentul separării contactelor nu poate fi stabilit, de asemenea variația în timp a tensiunii arcului electric prezintă oscilații greu de apreciat. Figurile 6 b și 6 c reprezintă oscilograme obținute cu dispozitivul realizat, înregistrarea făcîndu-se cu aceeași buclă MSU — 1 ca la înregistrările uzuale. În figurile 6 b și 6 c se pot aprecia cu suficientă precizie momentele de separare a contactelor pentru cele trei faze ale aparatului. Se remarcă faptul că, pe faza S, separarea contactelor are loc cu circa 0,5 ms înaintea celorlalte faze. De asemenea, se observă instabilitatea arcului electric înainte de stingere, evidențiată de oscilații ale tensiunii arcului electric. Astfel, în figura 6 c apare clar o oscilație a tensiunii arcului electric pe faza T cu o frecvență de aproximativ 1 500 Hz.

5. Concluzii

Dispozitivul realizat la întreprinderea Electroaparataj—București este deosebit de util în înregistrarea „dilatată" a tensiunii arcului electric, în primele momente ale deconectării, atunci cînd aparatul înregistrator utilizat este un oscilograf cu bucle sau un osciloscop. Tensiunile de limitare pot fi obținute într-o gamă largă (30—430 V), corespunzător diverselor situații întîlnite în practică.

Față de tehnica convențională, o astfel de înregistrare prezintă următoarele avantaje:

— posibilitatea de a stabili exact momentul separării contactelor și de a măsura cu suficientă precizie tensiunea arcului electric;

— elimină necesitatea utilizării blocului de adaptare a oscilografului, pentru buclele care înregistrează tensiunea;

— dispozitivul fiind etalonat, adică tensiunea de limitare U_l determinată, dispare necesitatea etalonării prealabile a buclelor, deci, reducerea operațiilor legate de încercarea aparatelor de comutație.

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Aparate electrice, București, EDP, 1972.
[2] *Millea, A.* Proprietăți și caracteristici ale diodelor Zener. În: Metrologie aplicată, vol. **10**, nr. **5**, 1963, pag. 214—222.
[3] * * * Zenner diodes high power. În: Electronics, vol. **33**, 1960, pag. 124—125.
[4] *Madigan, I. R.* Understanding Zenner Diodes. În: Electronic Ind. vol. **18**, nr. 2, 1959, pag. 78—83.
[5] *Rigg, B.* The Characteristics and Applications of Zener Diodes. În: Electronic Engineering **34**, nr. 417, nov 1962, pag. 736—743.
[6] *Dobrinski, P., Knabe, H., Müller, H.* Die Silizium Zenerdioden. În: Nachr. techn. Ztg. Bd. 10. nr. 4, 1957. pag. 195—198.

Intrat în redacție la 23.X.1974

CZ 621.3.011:538.551.1

CIRCUIT NEFILIFORM
IMITANȚĂ
REGIM PERMANENT
REGIM SINUSOIDAL
REGIM TRANZITORIU

Asupra imitanțelor parametrilor tranzitorii pentru circuitele nefiliforme, a relațiilor dintre acestea și parametrii de regim sinusoidal

MARIUS PREDA, JACK MARCOVICI și DUMITRU TOPAN *

În literatura de specialitate au apărut numeroase lucrări care stabilesc avantajele de calcul obținute prin considerarea parametrilor tranzitorii ai elementelor de circuit nefiliforme.

Lucrarea de față prezintă posibilități de determinare a parametrilor și imitanțelor **, tranzitorii pe baza parametrilor de regim permanent sinusoidal, care sînt determinați pentru un număr mare de cazuri practice. Ea are la bază integralele Fourier, aplicate în cazul unor distribuții conținute în originale sau imagini.

1. Introducere

În ultimii ani, în literatura de specialitate au apărut numeroase lucrări, bazate [1], referitoare la calculul, în regim tranzitoriu a unor circuite care conțin elemente nefiliforme, cu ajutorul unor parametri adecvați. Acești parametri, determinați pe baza ecuațiilor cîmpului electromagnetic, corespunzători unor excitații standard sub formă de treaptă unitate, permit, pe baza unor formule de tip Duhamel, care generalizează teoremele lui Kirchhoff, determinarea răspunsului la excitație de formă oarecare. Parametrii tranzitorii astfel definiți au avantajul că permit evitarea, în majoritatea cazurilor practice, a calculelor cu distribuții.

Avînd în vedere faptul că în multiple aplicații sînt determinate rezistențele și reactanțele unor elemente de circuit nefiliforme, în regim permanent sinusoidal, lucrarea de față își propune, în principal, stabilirea unor relații între acestea și parametrii tranzitorii. Aceste relații se determină ținînd seama de integrala Fourier. Explicațiile din anexă ilustrează avantajele ce rezultă prin aplicarea relațiilor obținute în lucrare.

2. Imitanțele tranzitorii ale elementelor dipolare nefiliforme

Calculul operațional permite determinarea impedanțelor și admitanțelor operaționale ale elementelor de circuit dipolare nefiliforme, la care, conform [1], există două suprafețe terminale, ce pot fi considerate drept borne de acces. În acest caz, între oricare două puncte corespunzătoare ale celor două suprafețe, există o aceeași tensiune, sau aproximativ aceeași, notată cu $U(s)$. Imitanțele operaționale se pot calcula cu relațiile.

$$Z(s) = \frac{1}{Y(s)} = \frac{U(s)}{I(s)}. \tag{2.1}$$

Originalele imitanțelor operaționale sînt, imitanțele tranziorii pondere :

$$z_\delta(t) = \mathcal{L}^{-1}[Z(s)], \tag{2.2}$$

și :

$$y_\delta(t) = \mathcal{L}^{-1}[Y(s)]. \tag{2.3}$$

Acestea sînt, de fapt răspunsurile, în tensiune, respectiv, curent, la mărimi de intrare sub forma unui impuls unitate de curent, respectiv tensiune :

$$z_\delta(t) = \left[\frac{u(t)}{I_0}\right]_{i=I_0\delta(t)}, \tag{2.4}$$

și :

$$y_\delta(t) = \left[\frac{i(t)}{U_0}\right]_{u=U_0\delta(t)}. \tag{2.5}$$

Pentru condiții inițiale de zero, tensiunea, respectiv curentul, corespunzătoare unor curenți, respectiv tensiuni date, se pot calcula cu formule de tip Duhamel :

$$u(t) = \int_{0-}^{t} i(\tau) z_\delta(t-\tau)\, d\tau, \tag{2.6}$$

și :

$$i(t) = \int_{0-}^{t} u_a(\tau)\, y_\delta(t-\tau)\, d\tau. \tag{2.7}$$

Formulele de mai sus sînt scrise în sensul distribuțiilor, avînd în vedere că imitanțele tranzitorii pondere conțin distribuții.

* Prof. dr. ing. *M. Preda* este șeful Catedrei de automatică a Inst. politehnic-București, ing. *T. Marcovici* și ing. *D. Topan* sînt șefi de lucrări la Universitatea din Craiova.

** Impedanțele și admitanțele se numesc imitanțe.

Pentru condiții inițiale diferite de zero, conform [2], se utilizează relațiile :

$$u(t) = \int_{0-}^{t} i_d(\tau) z_\delta(t - \tau) d\tau, \tag{2.8}$$

$$i(t) = \int_{0-}^{t} u_d(\tau)\, y_\delta(t - \tau) d\tau, \tag{2.9}$$

unde, valorile diferență (cu indice d) sînt :

$$i_d(t) = i(t) - i_{sc}(t), \tag{2.10}$$

$$u_d(t) = u(t) - u_g(t). \tag{2.11}$$

În aceste relații $i_{sc}(t)$, respectiv $u_g(t)$, sînt valorile curentului, respectiv tensiunii, la bornele dipolului, măsurate în scurtcircuit, respectiv în gol.

Analog cu imitanțele tranzitorii pondere, putem defini imitanțele tranzitorii indiciale, ca fiind răspunsurile în tensiune, respectiv curent, la mărimi de intrare sub formă de treaptă unitate de curent, respectiv tensiune :

$$z_\gamma(t) = \left[\frac{u(t)}{I_0}\right]_{i=I_0\gamma(t)}, \tag{2.12}$$

și :

$$y_\gamma(t) = \left[\frac{i(t)}{U_0}\right]_{u=U_0\gamma(t)}. \tag{2.13}$$

Imaginile Laplace corespunzătoare acestor imitanțe tranzitorii vor fi date de relațiile :

$$Z_\gamma(s) = \mathcal{L}[z_g(t)] = \frac{U(s)}{sI(s)}, \tag{2.14}$$

și :

$$Y_\gamma(s) = \mathcal{L}[y_\gamma(t)] = \frac{I(s)}{sU(s)}. \tag{2.15}$$

Comparînd (2.1) cu (2.14) și (2.15) reiese că

$$z_\gamma(t) = \int_{0-}^{t} z_\delta(t)\, dt. \tag{2.16}$$

și :

$$y_\gamma(t) = \int_{0-}^{t} y_\delta(t)\, dt. \tag{2.17}$$

3. Relații între imitanțele tranzitorii și parametrii tranzitorii

Parametrii tranzitorii definiți în [1], se pot exprima în funcție de imitanțele tranzitorii indiciale sau pondere.

Conform [1], parametrii tranzitorii au imaginile operaționale de mai jos :

$$R(s) = \frac{Z(s)}{s} - l(0_+), \tag{3.1}$$

$$L(s) = \frac{Z(s) - r_0}{s^2}, \tag{3.2}$$

$$G(s) = \frac{Y(s)}{s} - c(0_+), \tag{3.3}$$

$$C(s) = \frac{Y(s) - g_0}{s^2}, \tag{3.4}$$

unde :

$$Z(s) = \frac{1}{Y(s)} = \frac{U(s)}{I(s)}, \tag{3.5}$$

este impedanța operațională a elementului dipolar, $r_0 = \dfrac{1}{g_0}$ este rezistența acestuia în curent continuu, iar :

$$l(0_+) = \lim_{t\to 0+} l(t) = \lim_{s\to\infty} \frac{Z(s)}{s} = l_0 \tag{3.6}$$

și :

$$c(0_+) = \lim_{t\to 0+} c(t) = \lim_{s\to\infty} \frac{Y(s)}{s} = c_0. \tag{3.7}$$

Formula (3.1) arată că între rezistența tranzitorie $r(t)$, definită conform [1], și impedanța tranzitorie pondere (2.2.), există relația :

$$r(t) = \int_{0-}^{t} z_\delta(t)\, dt - l_0\delta(t). \tag{3.8}$$

Se remarcă faptul că rezistența tranzitorie nu mai conține distribuții, lucru evidențiat în [1].

Utilizînd formula (2.16), se obține :

$$r(t) = z_\gamma(t) - l_0\delta(t), \tag{3.9}$$

relație care arată că, rezistența tranzitorie $r(t)$, definită conform [1], este, de fapt, impedanța tranzitorie indicială, din care s-au exculs distribuțiile, ce se tratează separat.

Analog, se stabilesc relațiile ce leagă $l(t)$, $g(t)$ și $c(t)$ de imitanțele tranzitorii pondere sau indiciale :

$$l(t) = \int_{0-}^{t} dt \int_{0-}^{t} z_\delta(t)\, dt - s_0 t = \int_{-0}^{t} z_\gamma(t)\, dt - r_0 t, \tag{3.10}$$

$$g(t) = \int_{0-}^{t} y_\delta(t)\, dt - c_0\delta(t) = y_\gamma(t) - c_0\delta(t), \tag{3.11}$$

$$c(t) = \int_{0-}^{t} dt \int_{0-}^{t} y_\delta(t)\, dt - g_0 t = \int_{0-}^{t} y_\gamma(t)\, dt - g_0 t. \tag{3.12}$$

La stabilirea relațiilor de mai sus s-a ținut seama de (2.16).

4. Legătura dintre imitanțele tranzitorii și rezistența sau reactanța în regim sinusoidal

Determinarea imitanțelor tranzitorii se poate efectua cu ușurință, pe baza rezistenței calculate în curent continuu și a reactanței în curent alternativ sinusoidal, corespunzătoare acelorași borne, mărimi care sînt calculate în foarte multe cazuri teoretice și practice, de exemplu, în problemele de efect pelicular, de refulare a curentului și de proximitate, referitoare la conductoarele masive.

Se presupune, deci, cunoscută impedanța complexă Z a elementului dipolar, ținînd seama de efectele enumerate mai sus, impedanță complexă ce este determinată, după cum s-a mai precizat, pentru un număr foarte mare de probleme, prin integrarea ecuațiilor cîmpului elctromagnetic, exactă sau aproximativă.

Tensiunea în complex, datorită unui curent armonic dat I, este :

$$\underline{U} = \underline{Z}\,\underline{I}. \tag{4.1}$$

Răspunsul elementului dipolar la o treaptă de curent $i = I_0\gamma(t)$ se poate determina cu ajutorul imaginii Fourier a treptei :

$$\underline{I} = \mathcal{F}(i) = \frac{I_0}{j\omega} + \pi I_0 \delta(\omega). \tag{4.2}$$

Imaginea tensiunii va fi :

$$\underline{U} = \underline{Z}\,\underline{I} = \underline{Z}\left[\frac{I_0}{j\omega} + \pi I_0 \delta(\omega)\right], \tag{4.3}$$

iar originalul, calculat prin superpoziția componentelor armonice cu spectru continuu, cu ajutorul transformatei Fourier inverse este :

$$u(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} U e^{j\omega t}\,\mathrm{d}\omega. \tag{4.4}$$

Expresia impedanței tranzitorii indiciale, conform (2.12), este :

$$z_\gamma(t) = \frac{u(t)}{I_0}\bigg|_{i=I_0\gamma(t)} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\left[\frac{\underline{Z}}{j\omega} + \pi\underline{Z}\delta(\omega)\right] e^{j\omega t}\,\mathrm{d}\omega. \tag{4.5}$$

Deoarece putem scrie că :

$$\underline{Z} = R(\omega) + jX(\omega)$$

și :

$$e^{j\omega t} = \cos\omega t + j\sin\omega t,$$

relația (4.5) devine :

$$z_\gamma(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty}\left[\frac{R(\omega)}{j\omega} + \frac{X(\omega)}{\omega} + \pi R(\omega)\delta(\omega) + j\pi X(\omega)\,\delta(\omega)\right](\cos\omega t + j\sin\omega t)\,d\omega.$$

Efectuînd produsele de sub integrală și ținînd seama că $z_\gamma(t)$, este o funcție reală, obținem expresia :

$$z_\gamma(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left[\frac{X(\omega)}{\omega}\cos\omega t + \pi R(\omega)\delta(\omega)\cos\omega t + \frac{R(\omega)}{\omega}\sin\omega t - \pi X(\omega)\,\delta(\omega)\sin\omega t\right] d\omega.$$

Ținînd cont de proprietatea de filtrare a impulsului Dirac, obținem :

$$Z_\gamma(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{X(\omega)}{\omega}\cos\omega t\,\mathrm{d}\omega + \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{R(\omega)}{\omega}\sin\omega t\,\mathrm{d}\omega + \frac{1}{2}r_0, \tag{4.6}$$

unde, conform unei convenții anterioare, am notat $R(0) = r_0$.

Reactanța $X(\omega)$ poate fi scrisă ca mai jos :

$$X(\omega) = X_r(\omega) + l_0\omega, \tag{4.7}$$

unde :

$X_r(\omega)$ este acea parte din $X(\omega)$ ce rămîne după separarea lui (ωl_0).

Introducînd (4.7) în (4.6) obținem :

$$Z_\gamma(t) = \frac{1}{2}r_0 + \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{X_r(\omega)}{\omega}\cos\omega t\,d\omega + \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{R(\omega)}{\omega}\sin\omega t\,d\omega + l_0\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\cos\omega t\,d\omega,$$

Dar :

$$\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\cos\omega t\,d\omega = \delta(t),$$

deci :

$$Z_\gamma(t) = \frac{1}{2}r_0 + \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{X_r(\omega)}{\omega}\cos\omega t\,d\omega + \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{R(\omega)}{\omega}\sin\omega t\,d\omega + l_0\delta(t). \tag{4.8}$$

Deoarece funcția original $z_\gamma(t)$ este nulă pentru $t<0_-$, iar $l_0\delta(t)/_{t<0_-} = 0$, putem scrie că :

$$z_\gamma(-t) = 0 = \frac{1}{2} r_0 + \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{X_r(\omega)}{\omega} \cos \omega t \, d\omega -$$

$$- \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{R(\omega)}{\omega} \sin \omega t \, d\omega,$$

de unde :

$$\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{R(\omega)}{\omega} \sin \omega t \, d\omega = \frac{1}{2} r^0 +$$

$$+ \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{X_r(\omega)}{\omega} \cos \omega t \, d\omega.$$

Folosind relația de mai sus, (4.8) devine :

$$z_\gamma(t) = r_0 + \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty} \frac{X_r(\omega)}{\omega} \cos \omega t \, d\omega + l_0\delta(t). \tag{4.9}$$

Deoarece $X_r(\omega)$ este totdeauna funcție impară, raportul $\frac{X_r(\omega)}{\omega}$ este par, deci (4.9) se mai poate scrie :

$$z_\gamma(t) = r_0 + \frac{2}{\pi}\int_{0}^{\infty} \frac{X_r(\omega)}{\omega} \cos \omega t \, d\omega + l_0\delta(t). \tag{4.10}$$

În mod analog, dacă se consideră imaginea Fourier a treptei de tensiune $u = U_0\gamma(t)$, adică :

$$\underline{U} = \mathcal{F}(u) = \frac{U_0}{j\omega} + \pi U_0\delta(\omega), \tag{4.11}$$

obținem imaginea Fourier a curentului :

$$\underline{I} = \underline{Y}\,\underline{U} = \underline{Y}\left[\frac{U_0}{j\omega} + \pi U_0\delta(\omega)\right]. \tag{4.12}$$

Rezultă următoarea expresie a admitanței tranzitorii indiciale :

$$y_\gamma(t) = \left[\frac{i(t)}{U_0}\right]_{u=U_0\gamma(t)} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left[\frac{\underline{Y}}{j\omega} + \right.$$

$$\left. + \pi\underline{Y}\,\delta(\omega)\right] e^{j\omega t} \, d\omega. \tag{4.13}$$

Apelînd la relațiile cunoscute :

$$Y(\omega) = G(\omega) - jB(\omega)$$

și :

$$e^{j\omega t} = \cos \omega t + j \sin \omega t,$$

expresia (4.13) ia forma :

$$y_\gamma(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\left[\frac{G(\omega)}{j\omega} - \frac{B(\omega)}{\omega} + \pi G(\omega)\,\delta(\omega) - \right.$$

$$\left. - j\pi B(\omega)\,\delta(\omega)\right](\cos \omega t + j \sin \omega t)\, d\omega,$$

Scriind că :

$$-B(\omega) = -B_r(\omega) + \omega c_0$$

și conducînd calculele la fel ca în cazul determinării lui $z_\gamma(t)$, obținem :

$$y_\gamma(t) = g_0 - \frac{2}{\pi}\int_{0}^{\infty} \frac{B_r(\omega)}{\omega} \cos \omega t \, d\omega + c_0\delta(t). \tag{4.14}$$

Relația (4.10) arată că, pentru calculul impedanțelor tranzitorii este necesară și suficientă cunoașterea reactanței în regim permanent sinusoidal, pe lîngă cunoașterea rezistenței în curent continuu r_0. Analog, pentru calculul admitanței tranzitorii, trebuie cunoscută susceptanța $B(\omega)$ și rezistența în curent continuu, după cum rezultă din relația (4.14).

Formulele (4.10) și (4.14) sînt, deci, deosebit de utile atunci cînd se dispune de valorile reactanței sau susceptanței ca funcții de frecvență, fie pe cale teoretică, fie pe cale experimentală.

Luînd în considerație relațiile (3.9)...(3.12) și (4.6), (4.10), se pot exprima parametrii tranzitorii în funcție de $X(\omega)$ sau $B(\omega)$.

Astfel, rezistența tranzitorie va fi dată de relația :

$$r(t) = z_\gamma(t) - l_0\,\delta(t) = r_0 +$$

$$+ \frac{2}{\pi}\int_{0}^{\infty} \frac{X_r(\omega)}{\omega} \cos \omega t \, d\omega. \tag{4.15}$$

Inductivitatea tranzitorie o obținem din relația :

$$l(t) = \int_0^t z_\gamma(t)\,dt - r_0 t = \frac{2}{\pi}\int_0^t dt \int_0^\infty \frac{X_r(\omega)}{\omega} \cos \omega t \, d\omega +$$

$$+ \int_0^t r_0\,dt - r_0 t + l_0\int_0^t \delta(t)\,dt,$$

sau, efectuînd integrarea în raport cu timpul :

$$l(t) = \frac{2}{\pi}\int_{0}^{\infty} \frac{X_r(\omega)}{\omega^2} \sin \omega t \, d\omega + l_0\gamma(t). \tag{4.16}$$

Conductanța tranzitorie se obține din relația :

$$g(t) = y_\gamma(t) - c_0\,\delta(t) = g_0 - \frac{2}{\pi}\int_0^\infty \frac{B_r(\omega)}{\omega}\cos\omega t\,d\omega. \quad (4.17)$$

Capacitatea tranzitorie o obținem integrînd în raport cu timpul pe $y_\gamma(t)$:

$$c(t) = \int_{0-}^{t} y_\gamma(t)\,dt - g_0 t = \int_0^t g_0\,dt - \frac{2}{\pi}\int_0^t dt\int_0^\infty \frac{B(\omega)}{\omega}\cos\omega t\,d\omega + c_0\int_{0-}^{t}\delta(t)\,dt,$$

$$c(t) = -\frac{2}{\pi}\int_0^\infty \frac{B(\omega)}{\omega^2}\sin\omega t\,d\omega + c_0\,\gamma(t). \quad (4.18)$$

Relațiile de mai sus permit calculul parametrilor tranzitorii în funcție de reactanța în regim periodic sinusoidal și rezistența în curent continuu, sau de susceptanță și conductanță, în curent continuu.

Impedanța tranzitorie și admitanța tranzitorie se pot calcula în funcție de $R(\omega)$ respectiv $G(\omega)$. Astfel, pornind de la relația (4.8) :

$$z_\gamma(t) = \frac{1}{2}r_0 + \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{X_r(\omega)}{\omega}\cos\omega t\,d\omega + \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{R(\omega)}{\omega}\sin\omega t\,d\omega + l_0\,\delta(t),$$

ținînd seama de faptul că, pentru $t < 0$ — funcția original $z_\gamma(t)$, este nulă, iar $l_0\,\delta(t)\Big|_{t<0_-} = 0$, putem scrie :

$$0 = \frac{1}{2}r_0 + \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{X_r(\omega)}{\omega}\cos\omega t\,d\omega - \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{R(\omega)}{\omega}\sin\omega t\,d\omega,$$

de unde :

$$\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{X_r(\omega)}{\omega}\cos\omega t\,d\omega = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{R(\omega)}{\omega}\sin\omega t\,d\omega - \frac{1}{2}r_0.$$

Folosind relația de mai sus, (4.8) devine :

$$z_\gamma(t) = \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{R(\omega)}{\omega}\sin\omega t\,d\omega + l_0\,\delta(t). \quad (4.19)$$

În mod analog obținem expresia admitanței tranzitorii indiciale.

$$y_\gamma(t) = \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{G(\omega)}{\omega}\sin\omega t\,d\omega + c_0\,\delta(t). \quad (4.20)$$

Se obțin noi expresii pentru parametrii tranzitorii. Astfel pentru rezistența tranzitorie obținem :

$$r(t) = z_\gamma(t) - l_0\,\delta(t) = \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{R(\omega)}{\omega}\sin\omega t\,d\omega = \frac{2}{\pi}\int_0^\infty\frac{R(\omega)}{\omega}\sin\omega t\,d\omega, \quad (4.21)$$

unde, s-a ținut seama că $R(\omega)$, este funcție pară de ω, iar $\left(\frac{\sin\omega t}{\omega}\right)$ este, de asemenea, funcție pară de ω.

Pentru inductivitate obținem :

$$l(t) = \int_{0-}^{t} z_\gamma(t)\,dt - r_0 t = -\frac{2}{\pi}\int_0^\infty\frac{R_r(\omega)}{\omega^2}\cos\omega t\,d\omega + l_0\,\gamma(t), \quad (4.22)$$

unde, s-a utilizat descompunerea : $R(\omega) = r_0 + R_r(\omega)$.

Conductanța tranzitorie se obține din relația :

$$g(t) = y_\gamma(t) - c_0\,\delta(t) = \frac{1}{\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{G(\omega)}{\omega}\sin\omega t\,d\omega = \frac{2}{\pi}\int_0^\infty\frac{G(\omega)}{\omega}\sin\omega t\,d\omega, \quad (4.23)$$

unde, s-a ținut seama că $G(\omega)$ este funcție pară de ω, iar $\left(\frac{\sin\omega t}{\omega}\right)$ este, de asemenea, funcție pară de ω.

Capacitatea tranzitorie o obținem integrînd în raport cu timpul pe $y_\gamma(t)$, conform (3.12) :

$$c(t) = \int_0^t y_\gamma(t)\,dt - g_0 t = -\frac{2}{\pi}\int_{-0}^{\infty}\frac{G_r(\omega)}{\omega^2}\cos\omega t\,d\omega + c_0\,\gamma(t), \quad (4.24)$$

unde, s-a utilizat descompunerea : $G(\omega) = g_0 + G_r(\omega)$.

De remarcat faptul că, folosind teoria reziduurilor, putem da o formă utilă pentru calcule practice relațiilor (4.21),...(4.24). Conform [7],

rezultă că :

$$\int_0^\infty \frac{P(x)}{Q(x)}\,dx = -\sum_n a_n - \sum_k \frac{P(\alpha_k)}{Q'(\alpha_k)} ln\alpha_k - j\pi \sum_k \frac{P(\alpha_k)}{Q'(\alpha_k)}. \quad (4.25)$$

unde :

a_n reprezintă reziduurile în polii din afara porțiunii pozitive a axei Ox, pentru funcția $\frac{P(z)}{Q(t)} l^{nz}$, $z = x + jy$;

α_k — soluțiile ecuației $Q(x) = 0$.

5. Determinarea aproximativă a imitanțelor și parametrilor tranzitorii

Interpretarea Fourier a imitanțelor și parametrilor tranzitorii permite calculul aproximativ al acestora, pentru elementele inductive, ținînd seama de faptul că, la frecvențe reduse, efectele de distribuire neuniformă a curentului (efectul pelicular, de refulare etc.) pot fi considerate ca fiind slabe, iar la frecvențe mari, ca fiind nete. Se pot neglija, în acest mod, domeniile de frecvență cu efect de distribuire mediu, care comportă unele dificultăți de calcul.

Formulele (4.10), (4.14), (4.15), (4.16), (4.17), (4.21)...(4.24) permit determinarea aproximativă a imitanțelor și parametrilor tranzitorii prin descompunerea domeniului real pozitiv al frecvențelor în două părți : o parte în care imitanța se calculează în ipoteza efectului pelicular slab, prin metoda iterației, iar cealaltă, în aproximația efectului pelicular net, prin metoda adîncimii de pătrundere. Eroarea majoră provine, în acest caz, de la un domeniu restrîns de frecvență, corespunzător efectului pelicular mediu.

Notîndu-se, de exemplu, cu $R_s(\omega)$ și $R_n(\omega)$, rezistențele calculate în ipotezele efectului pelicular slab, respectiv net, se obține conform (4.21) :

$$r(t) = \frac{2}{\pi}\int_0^{\omega_l} \frac{R_s(\omega)}{\omega} \sin \omega t\, d\omega + \frac{2}{\pi}\int_{\omega_l}^\infty \frac{R_n(\omega)}{\omega} \sin \omega t\, d\omega, \quad (5.1)$$

unde : $\omega_l = \frac{2}{\mu\sigma\delta^2}$ este frecvența limită aproximativă dintre cele două domenii ale efectului pelicular, iar δ este dimensiunea conductorului în direcția adîncimii de pătrundere.

Este interesant de remarcat că expresiile asimptotice date în literatură pentru valori mici ale timpului coincid cu expresiile calculate cu (5.1), considerînd numai efectul pelicular net, ceea ce, fizic, era de așteptat, cunoscînd că în acest caz preponderează frecvențele mari.

6. Aplicații

6.1. *Calculul parametrilor tranzitorii corespunzători la două bare paralele conductoare foarte apropiate.* Vom nota cu ω_l, pulsația pînă la care putem considera că efectul pelicular este slab, pentru cazul barelor din figura 1.

Conform [4], factorul de majorare a rezistenței în curent alternativ k_r este dat de relațiile :

$$k_r = 1 + \mu^2\sigma^2 \frac{\Delta^4}{45}\omega^2, \text{ pentru } \omega \in [0,\ \omega_l] \quad (6.1)$$

și :

$$k_r = \sqrt{\frac{\mu\sigma\omega}{2}}\Delta = \alpha\Delta, \text{ pentru } \omega > \omega_l, \quad (6.2)$$

unde : $\mu = \mu_0$ este permeabilitatea magnetică a barelor conductoare ;

σ — conductivitatea ;

Δ — grosime barelor ;

$$\alpha = \sqrt{\frac{\mu\sigma\omega}{2}} = \frac{1}{\delta},$$

în care : δ este adîncimea de pătrundere.

Din cele de mai sus, rezultă că :

$$R(\omega) = r_0\left(1 + \mu^2\sigma^2\frac{\Delta^4}{45}\omega^2\right), \ \omega \in [0, \omega_l] \quad (6.3)$$

și :

$$R(\omega) = r_0\alpha\Delta, \ \omega \in (\omega_l, \infty). \quad (6.4)$$

Pentru simplificarea expunerii vom utiliza notațiile :

$$k_1 = \mu^2\sigma^2\frac{\Delta^4}{45} \quad (6.5)$$

și :

$$k_2 = \Delta\sqrt{\frac{\mu\sigma}{2}} \quad (6.6)$$

Atunci $R(\omega)$ capătă forma mai simplă :

$$R(\omega) = r_0(1 + k_1\omega^2), \text{ pentru } \omega_l[0,\ \omega l] \quad (6.7)$$

$$R(\omega) = r_0 k_2\sqrt{\omega}, \quad \text{pentru } \omega > \omega_l. \quad (6.8)$$

Se calculează rezistența tranzitorie, folosind relația (4.21), în care se descompune integrala ca mai jos :

$$r(t) = \frac{2}{\pi}\int_0^\infty \frac{R(\omega)}{\omega}\sin\omega t\, d\omega = \frac{2}{\pi}\int_0^{\omega l}\frac{R(\omega)}{\omega}\sin\omega t\, d\omega + \frac{2}{\pi}\int_{\omega_l}^\infty \frac{R(\omega)}{\omega}\sin\omega t\, d\omega,$$

Ținînd seama de (6.7) și (6.8) rezultă :

$$r(t)=\frac{2r_0}{\pi}\int_0^{\omega_l}\frac{1+k_1\omega^2}{\omega}\sin\omega t\,d\omega+$$

$$+\frac{2r_0k_2}{\pi}\int_{\omega_l}^{\infty}\frac{\sin\omega t}{\sqrt{\omega}}\,d\omega. \qquad (6.9)$$

Cele două integrale care apar în expresia (6.9) sînt calculate în anexa lucrării. Rezultă în final :

$$r(t)=r_0\left\{1+\frac{2}{\pi}\,si\,(\omega_l t)+\frac{2k_1}{\pi t}\left(\frac{\sin\omega_l t}{t}-\right.\right.$$

$$\left.\left.-\omega_l\cos\omega_l t\right)+k_2\sqrt{\frac{2}{\pi t}}\,[1-S\,(\omega_l t)]\right\} \qquad (6.10)$$

6.2. *Calculul rezistenței de regim tranzitoriu la două bare paralele foarte apropiate (calculul exact)*

În lucrarea [4], prin integrarea ecuațiilor cîmpului, se deduce valoarea factorului de majorare a rezistenței în curent alternativ k_r :

$$k_r=\frac{k}{2}\sqrt{\omega}\,\frac{\mathrm{sh}\,k\sqrt{\omega}+\sin k\sqrt{\omega}}{ch\,k\sqrt{\omega}-\cos k\sqrt{\omega}}, \qquad (6.11)$$

unde :

$$k=\Delta\sqrt{2\mu\sigma},$$

Δ — grosimea barei,
μ — permeabilitatea magnetică ($\mu=\mu_0$) pentru cupru),
σ — conductivitatea electrică.

Putem scrie deci relația :

$$R(\omega)=r_0k_r=\frac{r_0k}{2}\cdot\sqrt{\omega}\,\frac{sh\,k\sqrt{\omega}+\sin k\sqrt{\omega}}{ch\,k\sqrt{\omega}-\cos k\sqrt{\omega}}. \qquad (6.12)$$

Vom calcula $r(t)$, folosind relațiile (4.21) și (4.25). Polii expresiei $R(\omega)$ îi determinăm din ecuația :

$$ch\,k\sqrt{\omega}-\cos k\sqrt{\omega}=0. \qquad (6.13)$$

Folosind relația cunoscută :

$$ch\alpha=\cos(j\alpha),$$

obținem din (6.13) :

$$\cos(jk\sqrt{\omega})=\cos k\sqrt{\omega}, \qquad (6.14)$$

de unde :

$$jk\sqrt{\omega}=k\sqrt{\omega}+2n\pi.$$

Obținem poli de formă :

$$\omega_n=\frac{2n^2\pi^2}{k^2}\cdot j \qquad (6.15)$$

deci situați numai pe axa imaginară.

Folosind relația (4.21) pentru calculul rezistenței tranzitorii $r(t)$, obținem :

$$r(t)=\frac{r_0k}{\pi}\int_0^{\infty}\frac{(sh\,k\sqrt{\omega}+\sin k\sqrt{\omega})\sin\omega t}{\sqrt{\omega}\,(ch\,k\sqrt{\omega}-\cos k\sqrt{\omega})}\,d\omega. \qquad (6.16)$$

Polii expresiei de sub integrală sînt :

$$\omega_0=0 \quad \text{și} \quad \omega_n=\frac{2n^2\pi^2}{k^2}\,\delta.$$

În expresia (4.25) se observă că pentru $\omega_0=0$, $P(\alpha_k)=0$, deci, expresia se reduce la :

$$\int_0^{\infty}\frac{P(x)}{Q(x)}\,dx=-\sum_n a_n, \qquad (6.17)$$

unde : a_n reprezintă reziduurile în polii ω_n pentru funcția $\frac{P(z)}{Q(z)}\,lnz$.

În cazul expresiei (6.16) :

$$I=\int_0^{\infty}\frac{(sh\,k\sqrt{\omega}+\sin k\sqrt{\omega})\sin\omega t}{\sqrt{\omega}\,(ch\,k\sqrt{\omega}-\cos k\sqrt{\omega})}\,d\omega=-\sum_n a_n. \qquad (6.18)$$

Conform [7], pentru un pol singular al unei funcții de forma $f(z)=\frac{g(z)}{zh(z)}$, g și h fiind olomorfe, este valabilă relația :

$$rezf(a)=\frac{g(a)}{h'(a)}+\frac{g(0)}{h(0)}\cdot \qquad (6.19)$$

Aplicînd relația (6.19) în cazul relației (6.18) obținem :

$$I=-\sum_{\omega}\frac{(sh\,k\sqrt{\omega_n}+\sin k\sqrt{\omega_n})\sin\omega_n t}{(sh\,k\sqrt{\omega_n}+\sin k\sqrt{\omega_n})\,\frac{k}{2\sqrt{\omega_n}}}\cdot$$

$$\cdot\frac{1}{\sqrt{\omega_n}}lu\,\omega_n=\sum_{\omega}\frac{2}{k}lu\,\omega_n\sin\omega_n t\cdot$$

Rezistența tranzitorie va fi dată de expresia :

$$r(t)=\frac{2r_0}{\pi}\sum_n ln\,\omega_n\sin\omega\,nt. \qquad (6.20)$$

7. Concluzii

În lucrare se prezintă, pe baza integralei Fourier, relațiile între parametrii tranzitorii ai elementelor de circuit nefiliforme, definiți con-

form [1], inițialele tranzitorii pondere sau indiciale, precum și parametrii de regim sinusoidal.

Se arată că pentru calculele circuitelor de regim sinusoidal cu porțiuni nefiliforme se pot utiliza și imitanțele tranzitorii (pondere sau indiciale) așa cum sînt definite pentru circuitele cu parametri localizați, singurul dezavantaj față de parametrii tranzitorii definiți în [1] fiind apariția unor distribuții. Însușirea calculului cu distribuții face ca acest dezavantaj să dispară.

Avînd în vedere că pentru un mare număr de cazuri practice sînt deja determinate în diverse aplicații rezistența și reactanța unor elemente de circuit nefiliforme sau cu parametri nelocalizați, în lucrare se prezintă relații care permit determinarea cu ușurință a parametrilor și imitanțelor tranzitorii din acestea. În aplicarea relațiilor, unele formule din teoria reziduurilor aduc simplificări substanțiale. De asemenea, unele simplificări pot fi obținute dacă în calculul parametrilor și imitanțelor tranzitorii se neglijează efectul pelicular mediu care conduce la relații relativ complicate, ținîndu-se seama numai de efectul pelicular slab și net.

Relațiile de calcul obținute permit, ca pe baza rezistențelor sau reactanțelor corespunzătoare efectelor peliculare slabe și nete, să se obțină valori aproximative pentru parametrii sau imitanțele tranzitorii.

Anexă

Prima integrală din expresia (6.9) se notează cu I_1 și se calculează ca mai jos :

$$I_1 = \frac{2}{\pi}\int_0^{\omega_l} \frac{R(\omega)}{\omega} \sin \omega t \, d\omega =$$

$$= \frac{2r_0}{\pi}\int_0^{\omega_l} \frac{1 + k_1\omega^2}{\omega} \sin \omega t \, d\omega =$$

$$= \frac{2r_0}{\pi}\left[\int_0^{\omega_l t} \frac{\sin \omega t}{\omega t} d(\omega t) + \frac{k_1}{t^2}\int_0^{\omega_l t} \omega t \sin \omega t \, d\omega d(\omega t)\right].$$

Conform [5], rezultă :

$$\int_0^{\omega_l t} \frac{\sin \omega t}{\omega t} d(\omega t) = \frac{\pi}{2} + si\,(\omega_l t),$$

unde : $si\,(\omega_l t)$ este sinusul integral de $(\omega_l t)$ și :

$$\int_0^{\omega_l t} \omega t \sin \omega t \, d(\omega t) = \sin \omega_l t - \omega_l t \cos \omega_l t,$$

deci :

$$I_1 = r_0\left[1 + \frac{2}{\pi} si\,(\omega_l t)\right] +$$

$$+ r_0 \frac{2k_1}{\pi t}\left(\frac{\sin \omega_l t}{t} - \omega_l \cos \omega_l t\right).$$

A doua integrală din expresia (6.9) se notează cu I_2 și se calculează ca mai jos :

$$I_2 = \frac{2}{\pi}\int_{\omega_l}^{\infty} \frac{R(\omega)}{\omega} \sin \omega t \, d\omega = \frac{2r_0k_2}{\pi}\int_{\omega_l}^{\infty} \frac{\sin \omega t}{\sqrt{\omega}} d\omega =$$

$$= \frac{2r_0k_2}{\pi}\left[\int_0^{\infty} \frac{\sin \omega t}{\sqrt{\omega}} d\omega - \int_0^{\omega_l} \frac{\sin \omega t}{\sqrt{\omega}} d\omega\right].$$

Conform [5], rezultă :

$$\int_0^{\infty} \frac{\sin \omega t}{\sqrt{\omega}} d\omega = \sqrt{\frac{\pi}{2t}}$$

și :

$$\int_0^{\omega_l} = \frac{\sin \omega t}{\sqrt{\omega}} d\omega = \frac{1}{\sqrt{t}}\int_0^{\omega_l t} \frac{\sin \omega t}{\sqrt{\omega t}} d(\omega t) =$$

$$= \sqrt{\frac{2\pi}{t}}\, S\,(\omega_l t),$$

unde, $S(\sqrt{\omega_l t})$ este integrala Fresnel $S(x)|_{x=\sqrt{\omega_l t}}$. Deci :

$$I_2 = \frac{2r_0k_2}{\pi}\left[\sqrt{\frac{\pi}{2t}} - \sqrt{\frac{2\pi}{t}}\, S(\sqrt{\omega_l t})\right],$$

sau

$$I_2 = r_0k_2\sqrt{\frac{2}{\pi t}}\,[1 - 2\,S(\sqrt{\omega_l t})].$$

Bibliografie

[1] *Răduleț, R., Timotin, Al., Tugulea, A.* Introducerea parametrilor tranzitorii în studiul circuitelor liniare, avînd elemente nefiliforme și pierderi suplimentare. În : St. și cerc. energ. și electr., **16**, nr. 4, 1966, p. 857—929.

[2] *Puhov, G. E.* Integralinîe metodî rasciota elektriceskih țepei. În : Teoreticeskaia elektrotehnika, Ed. 2, 1966.

[3] *Preda, M., Cristea, P.* Analiza și sinteza circuitelor electrice. București, Ed. tehnică, 1968.

[4] *Răduleț, R.* Bazele teoretice ale electrotehnicii. Curs litografiat, vol. III.

[5] *Rîjic, I. M., Gradștein, I. S.* Tabele de integrale, sume, serii și produse. București, Ed. tehnică, 1955.

[6] *Șabac, I.* Matematici speciale, vol. II.

Intrat în redacție la 16.X.1974

CZ 621.3.13.36

COEFICIENT DE TRANSFORMARE
MAȘINA UNIVERSALĂ
MAȘINA CU COLECTOR
PERFORMANȚE

Studiul influenței coeficientului de transformare asupra comportării mașinii universale cu colector

S. CĂNESCU, M. ȚIGLER — BUCUREȘTI

Ing Sanda Cănescu, născută în 1939, absolventă a Institutului politehnic — București, Facultatea de electrotehnică din anul 1967, este asistent la Catedra de mașini electrice a Institutului politehnic — București.

Ing. Matilda Țigler, născută în 1946, absolventă a Institutului politehnic — București, Facultatea de electrotehnică din anul 1969, este asistent la Catedra de mașini electrice a Institutului politehnic — București.

Motoarele universale cu colector de mică putere sînt larg utilizate în acționările electrice, deoarece prezintă avantajul, în comparație cu celelalte tipuri de motoare de curent alternativ de mică putere, de a dezvolta turații ridicate în gama a 3 000...20 000 rot/min. Creșterea producției de motoare universale, care numără numai în țara noastră cîteva sute de mii de bucăți, a ridicat problema optimizării proiectării sale. Au apărut, astfel, lucrări teoretice care stabilesc criteriile ce trebuie îndeplinite pentru ca mașina proiectată să prezinte performanțe maxime ca și parametrii a căror variație influențează obținerea soluției optime.

Mărimea care influențează proiectarea mașinilor este așa numitul „raport de transformare", care este de fapt raportul dintre numărul de spire de excitație și numărul de spire din rotor.

Criteriile care au stat la baza optimizării au fost obținerea factorului de putere $\cos\varphi$ și a randamentului η maxime [1], [2], [4], sau neinversarea cîmpului magnetic sub poli și obținerea unei comutații mai bune [3].

Avînd în vedere că unii autori [1], [2], [4] recomandă pentru coeficientul de transformare valori mici (0,4—0,9) — valoarea optimă fiind $k_{opt} = 0{,}48$ iar alții [3], [6] valori mai ridicate (0,7—1,25), pentru a putea recomanda o anumită valoare a coeficientului de transformare este necesar să se examineze influența lui asupra unui număr mare de parametri, care caracterizează funcționarea mașinii universale.

Schema de principiu a motorului universal este prezentată în figura 1, în care s-a notat cu: R — înfășurarea rotorică, E_x — înfășurarea de excitație, P_1, P_2 — periile, U_N — tensiunea nominală, I — curentul absorbit de rețea, n — turația.

Mașinile universale cu colector folosesc decalarea periilor din axa neutră ca mijloc de îmbunătățire a comutației, unghiul de decalaj θ_p crescînd proporțional cu turația motorului; valoarea lui este standardizată la 15°, 30°, 45°.

Raportul de transformare se definește prin relația:

$$k = \frac{\text{numărul total de spire de excitație}}{\text{numărul de spire rotorice pe o cale de curent}}$$

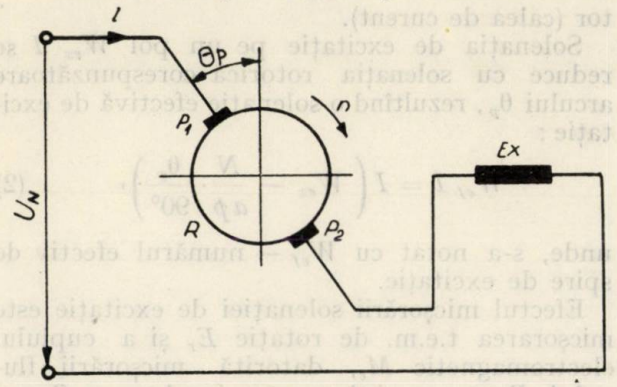


Fig. 1. Schema de principiu a motorului universal cu colector.

sau:

$$k = 8\,ap\frac{W_{ex}}{N}, \qquad (1)$$

unde: W_{ex} reprezintă numărul de spire de excitație pe pol;
N — numărul de conductoare rotorice;
a — numărul de perechi de căi de curent;
p — numărul de perechi de poli.

1. Cîmpul de reacție longitudinală

Decalarea periilor din axa neutră conduce la apariția unui cîmp de reacție transversală, identic cu cel prezent în cazul cînd periile sînt fixate în axa neutră, peste care se suprapune un cîmp de reacție longitudinală. Cîmpul de reacție longitudinală poate avea sens contrar (demagnetizant) sau același sens (magnetizant), față de cîmpul de excitație, în funcție de sensul în care se decalează periile față de sensul de rotație. Pentru sensul de decalare a periilor, reprezentat în figura 1, cîmpul de reacție acționează diferențial, fiind produs de spirele roto-

rice cuprinse în arcul corespunzător unghiului $2\theta_p$. Solenația de reacție longitudinală, corespunzătoare arcului $2\theta_p$ va fi conform figurii 2, $\frac{N}{2\pi} \cdot 2\theta_p \cdot \frac{I}{2a}$, unde, $\frac{N}{2\pi}$ reprezintă numărul de conductoare periferice ale rotorului pe

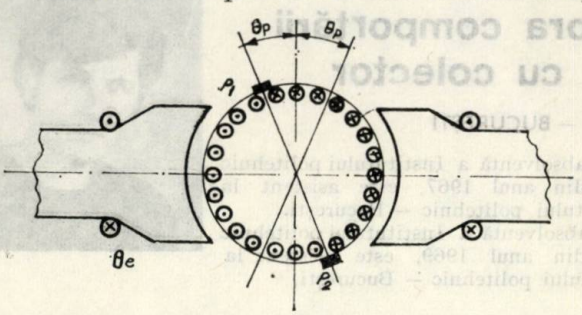


Fig. 2. Secțiune transversală prin mașina universală cu decalare a periilor

unitatea de arc, iar $\frac{I}{2a}$ — curentul din conductor (calea de curent).

Solenația de excitație pe un pol $W_{ex}\ I$ se reduce cu solenația rotorică corespunzătoare arcului θ_p, rezultînd o solenație efectivă de excitație :

$$W_{ef}\ I = I\left(W_{ex} - \frac{N}{ap} \cdot \frac{\theta_p}{90°}\right), \qquad (2)$$

unde, s-a notat cu W_{ef} — numărul efectiv de spire de excitație.

Efectul micșorării solenației de excitație este micșorarea t.e.m. de rotație E_r și a cuplului electromagnetic M_e, datorită micșorării fluxului. Pentru a obține aceeași valoare a fluxului, ca în cazul absenței reacției demagnetizante, ar trebui mărită solenația de excitație.

Coeficientul de reducere a solenației de excitație pe pol, datorită reacției longitudinale demagnetizante, se poate calcula folosind relația :

$$r = \frac{W_{ef}}{W_{ex}} 1 = \frac{N}{8apW_{ex}} \cdot \frac{\theta_p}{90°}, \qquad (3)$$

sau, ținînd seama de (1) :

$$r = 1 - \frac{1}{k} \cdot \frac{\theta_p}{90°}. \qquad (4)$$

Prin alegerea unor valori mici, subunitare pentru k [2], se obțin valori mici pentru r, deci, o micșorare însemnată a solenației efective de excitație în cazul decalării periilor din axa neutră cu un unghi θ_p.

2. Inversarea cîmpului de excitație sau piesa polară

Reacția transversală are o influență negativă în funcționarea mașinilor universale cu colector, deoarece conduce la o scădere a fluxului și, deci, a t.e.m. În cazul unei reacții transversale foarte puternice se poate ajunge în situația în care, cîmpul inversează de sens sub una și aceeași talpă polară, ca în figura 3 și scăderea fluxului este importantă.

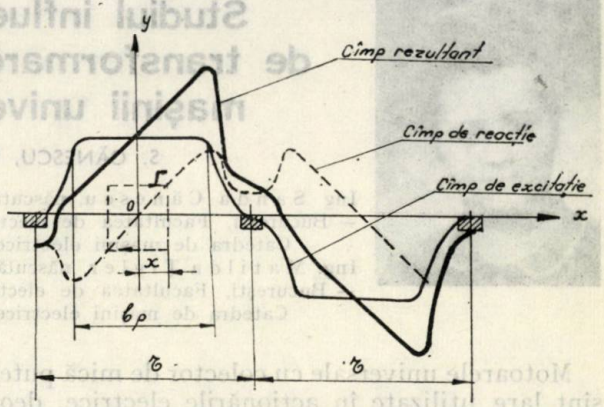


Fig. 3. Variația cîmpului de reacție transversală și a celui rezultant la periferia rotorului în funcție de x.

Pentru secțiunea piesei polare statorice reprezentate în figura 3 s-au utilizat următoarele notații :

b_p — lățimea piesei polare desfășurate ;
σ — pasul polar desfășurat ;
δ — întrefierul.

Pentru ca la muchia polului să nu se producă inversarea cîmpului este necesar [5] ca suma tensiunilor magnetice corespunzătoare întrefierului $U_{m\delta}$, și zonei dinților U_{md} să fie mai mare decît tensiunea magnetică de reacție U_{mr}, adică :

$$U_{m\delta} + U_{md} > U_{mr}. \qquad (5)$$

Deoarece tensiunea magnetică de reacție variază liniar la periferia rotorului cu pătura de curent A,

$$U_{mr} = \frac{1}{2} b_p A = \frac{NI}{8ap} \cdot \alpha_i, \qquad (6)$$

cu : $\alpha_i = \frac{b_p}{\tau}$ și :

$$U_{m\delta} + U_{md} = W_{ef}\ I, \qquad (7)$$

relația (5) devine :

$$W_{ef} > \frac{N\alpha_i}{8ap}, \qquad (8)$$

sau, ținînd seama de (3) și (1) :

$$k > \frac{\alpha_i}{r}. \qquad (9)$$

În tabela 1 sînt date valorile coeficientului de transformare pentru care se realizează inegalitatea (9).

Pentru a nu se obține inversarea cîmpului de excitație sub poli, datorită reacției transversale, se recomandă pentru coeficientul de transformare, valori mari, în limitele precizate

Tabela 1

θ_p	0°	15°	30°	45°
r	1	$1-\frac{1}{6k}$	$1-\frac{1}{3k}$	$1-\frac{1}{2k}$
k	0,6	0,83	1	1,16

de [3] și [6]. Fenomenul de neinversare a cîmpului magnetic sub poli nu poate prezenta însă un criteriu unic de stabilire a raportului de transformare k_{opt}, deoarece reducerea fluxului nu este foarte mare și poate fi compensată prin mărirea numărului de spire de excitație.

3. Stabilirea punctului de funcționare

Cuplul electromagnetic al mașinii universale fiind dat de relația :

$$M_e = \frac{P}{2\pi} \cdot \frac{N}{a} \cdot \frac{\Phi_{\delta m}}{\sqrt{2}} \cdot I \cdot \cos\beta, \qquad (10)$$

în care, s-a notat cu $\Phi_{\delta m}$ — valoarea maximă a fluxului fascicular util și β-unghiul de defazaj dintre curentul absorbit și fluxul magnetic fascicular util (preliminar se ia $\cos\beta = 0{,}98$), se poate calcula raportul $N/8ap$, iar relația (8) devine :

$$\Phi_{\delta m}(W_{ef} I) > \frac{1}{4} k' \alpha_i, \qquad (11)$$

cu : $$k' = \frac{\pi\sqrt{2}Me}{p^2 \cos\beta}. \qquad (12)$$

Majorînd cu 5% membrul drept al relației (11), aceasta se transformă în egalitate. Dacă pentru un material magnetic se cunoaște curba de magnetizare, deci, la altă scară $\Phi_{\delta m} = f(W_{ef} I)$, pentru o mașină de putere utilă P și turația n date, din (12) se calculează k', iar din (11) rezultă punctul de funcționare.

Prin stabilirea punctului de funcționare pe caracteristica de magnetizare se cunoaște produsul $\Phi_{\delta m}(W_{ef} I)$, deci, din relația (1) pusă sub forma

$$k = \frac{W_{ex} I}{\frac{k'}{4\Phi_{\delta m}}} = \frac{4\Phi_{\delta m} \cdot W_{ex} I}{k'}. \qquad (13)$$

rezultă coeficientul de transformare k.

Puterea de calcul a mașinii este :

$$P_c = E_r I = \frac{2+\eta}{3\eta} P, \qquad (14)$$

unde : $$E_r = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{p}{a} \cdot \frac{N n}{60} \Phi_{\delta m} \cos\theta_p, \qquad (15)$$

este tensiunea electromotoare de rotație și η — randamentul mașinii. Ținînd seama de (1), (3) relația (14) devine :

$$\Phi_{\delta m}(W_{ef} I) = 3{,}53 \frac{kr}{p^2} \cdot \frac{2+\eta}{\eta} \cdot \frac{P}{n} \cdot \frac{1}{\cos\theta_p}, \qquad (16)$$

permițînd trasarea unor caracteristici :

$$\Phi_{\delta m}(W_{ef} I) = f\left(\frac{P}{n}\right),$$

pentru diferite valori date lui k și Φ_p. În figura 4 sînt date aceste curbe pentru $\theta_p = 0°$ și 15°.

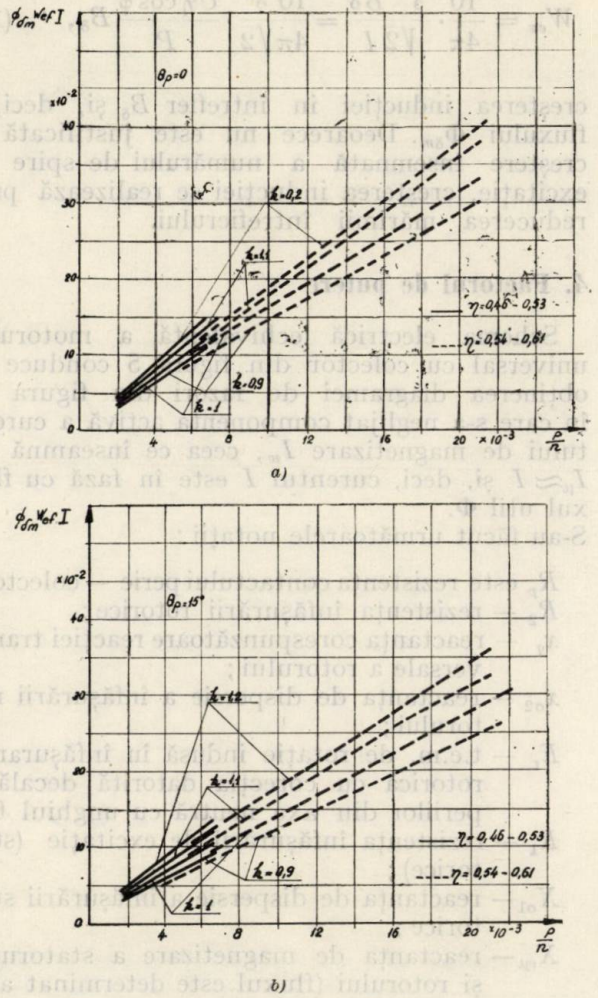


Fig. 4. Caracteristicile $\Phi_{\delta m}(W_{ef} I) = f\left(\frac{P}{n}\right)$ pentru diverse valori ale coeficientului de transformare k :
$a - \theta_p = 0°$; $b - \theta_p = 15°$.

Deci, dacă se dă raportul $\frac{P}{n}$ din figura 4 se alege k și rezultă produsul $\Phi_{\delta m}(W_{ef} I)$.

Condiția de obținere a tensiunii electromotoare E_r impusă de tensiunea nominală a mașinii conduce la relația :

$$\frac{\Phi_{\delta m} W_{ex}}{k \cos\varphi} = \frac{2+\eta}{12\sqrt{2}} \cdot \frac{U_N}{p f_2} \cdot \frac{1}{\cos\theta_p}. \qquad (17)$$

La o mașină de tensiune și turație dată, rezultă că raportul :

$$\frac{\Phi_{\delta m} W_{ex}}{k \cos \varphi} = C_1 = \text{const.}, \qquad (18)$$

sau la creșterea produsului $k \cos\varphi$, produsul $\Phi_{\delta m} W_{ex}$ va crește în aceeași proporție. Aceasta impune o creștere a numărului de spire de excitație și a fluxului.

Creșterea numărului de spire de excitație W_{ex}, înseamnă conform relației :

$$W_{ex} = \frac{10}{4\pi} \cdot \frac{\delta'' B\delta}{\sqrt{2} I} = \frac{10\,\delta''}{4\pi\sqrt{2}} \cdot \frac{U\eta \cos\varphi}{P} B_\delta, \qquad (19)$$

creșterea inducției în întrefier B_δ și, deci, a fluxului $\Phi_{\delta m}$. Deoarece nu este justificată o creștere însemnată a numărului de spire de excitație, creșterea inducției se realizează prin reducerea mărimii întrefierului.

4. Factorul de putere

Schema electrică echivalentă a motorului universal cu colector din figura 5 conduce la obținerea diagramei de fazori din figura 6, în care s-a neglijat componenta activă a curentului de magnetizare I_w, ceea ce înseamnă că $I_\mu \approx I$ și, deci, curentul I este în fază cu fluxul util Φ.

S-au făcut următoarele notații :

R_p este rezistența contactului perie — colector;
R_2 — rezistența înfășurării rotorice ;
x_q — reactanța corespunzătoare reacției transversale a rotorului ;
$x_{\sigma 2}$ — reactanța de dispersie a înfășurării rotorului ;
E_r — t.e.m. de rotație indusă în înfășurarea rotorică cu corecția datorită decalării periilor din axa neutră cu unghiul θ_p ;
R_1 — rezistența înfășurării de excitație (statorice) ;
$X_{\sigma 1}$ — reactanța de dispersie a înfășurării statorice ;
$X_{e\mu}$ — reactanța de magnetizare a statorului și rotorului (fluxul este determinat atît de solenația de excitație, cît și de solenația de reacție demagnetizantă longitudinală).

Unghiul de defazaj dintre tensiunea la borne U_N și curentul I absorbit de motor se calculează din diagrama de fazori cu relația :

$$\text{tg}\,\varphi = \frac{(X_{\sigma 1} + X_{\sigma 2} + X_q + X_{e\mu}) I}{E_r + (R_1 + R_2 + R_p) I} =$$

$$= \frac{E_{\sigma 1} + E_{\sigma 2} + E_q + E_\mu}{E \cos\theta_p + \Delta U_a}, \qquad (20)$$

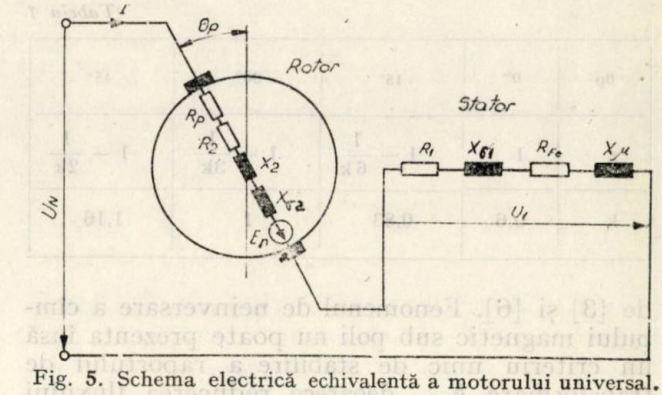


Fig. 5. Schema electrică echivalentă a motorului universal.

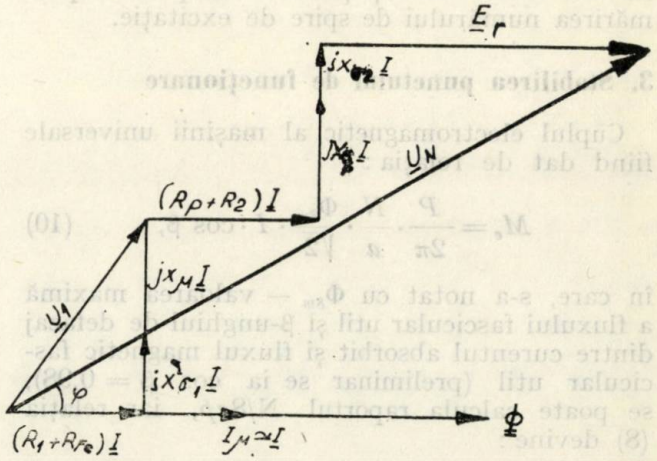


Fig. 6. Diagrama de fazori corespunzătoare schemei echivalente din figura 5.

în care, $E_{\sigma 1}$, $E_{\sigma 2}$ reprezintă t.e.m. indusă de cîmpul magnetic de dispersie în înfășurarea de excitație, respectiv rotorică ; E_q — t.e.m. indusă în înfășurarea rotorică de cîmpul de reacție transversală, iar E_μ — t.e.m. indusă prin transformare de către fluxul util în spirele înfășurării de excitație și în spirele rotorice.

Căderea activă de tensiunea va fi aproximată prin :

$$\Delta U_a = (R_1 + R_2 + R_p) I \simeq \varepsilon\,\%\, E_r. \qquad (21)$$

Folosind relațiile cunoscute, rezultă :

$$E_{\sigma 1} + E_\mu = 4{,}44\,\sigma\, .2\, p W_{ex} \Phi_{\delta m}, \qquad (22)$$

cu : $$\Phi_{\delta m} = \frac{\pi \mu_0 \alpha_i}{\sqrt{2}} \cdot \frac{D}{\delta''} Ilr W_{ex}, \qquad (23)$$

δ'' fiind întrefierul echivalent, care ține seama de crestăturile rotorice și de reluctanța magnetică a circuitului feromagnetic. În [1] se recomandă : $\frac{\delta''}{\tau} = 0{,}012$.

Factorul de dispersie al înfășurării statorice $\sigma = 1{,}05$ și :

$$E_{\sigma 2} = \frac{\pi}{8} \cdot \frac{f_1}{ap} Il\, N^2 \lambda'_{cr}, \qquad (24)$$

cu : λ'_{cr} — permeanța specifică a crestăturii și a capetelor frontale ale bobinajului rotoric. Se recomandă în [1] ca valoarea estimativă $\lambda'_{cr} = 2{,}2 \cdot 10^{-6}$ H/m.

T.e.m. de reacție transversală va fi :

$$E_q = X_q I = \omega L_q I, \tag{25}$$

cu :

$L = \frac{\Psi_q}{I}$ — inductivitatea totală de reacție transversală produsă de fluxul de reacție Ψ_q. Pentru calculul acestui flux se fac următoarele ipoteze :

— se consideră ca solenație de magnetizare numai solenația dată de spirele rotorice de sub arcul polar b_p. Cu aceasta fluxul fascicular produs de cîmpul de reacție este mai mic decît cel real ; această aproximație nu introduce o eroare prea mare, deoarece liniile de cîmp în spațiul interpolar trec pe o lungime mare prin aer, adică întîmpină o reluctanță magnetică mare ;

— se presupune că permeabilitatea magnetică a fierului este infinită, în comparație cu cea a aerului, ceea ce permite neglijarea intensității cîmpului magnetic din fier, în comparație cu valoare lui din aer (întrefier).

Aceste două ipoteze simplificatoare se compensează reciproc, astfel că, valoarea fluxului nu este influențată.

Se consideră mașina funcționînd nesaturat, astfel, încît distribuția intensității cîmpului magnetic de reacție din întrefier este ca cea din figura 3.

Aplicînd legea circuitului magnetic conturului închis Γ, rezultă intensitatea cîmpului magnetic în dreptul abscisei x :

$$H_{\delta x} = \frac{NI}{2\pi a D \delta'} x, \tag{26}$$

unde, δ' este valoarea întrefierului echivalent, care ține seama de crestăturile rotorice. Se recomandă $\frac{\delta''}{\delta'} = 1{,}2$.

Fluxul magnetic fascicular produs de cîmpul de reacție printr-o suprafață închisă $l dx$ va fi :

$$\Phi_x = \mu_0 \frac{NIl}{2\pi a D \delta'} x\, dx, \tag{27}$$

iar fluxul total produs prin cele $\frac{N}{2\pi aD} x$ conductoare de la periferia rotorului, pentru o cale de curent și $2p$ poli va fi :

$$\Psi_q = 2 \int_0^{\frac{b_p}{2}} \mu_0 \frac{N^2 l I p}{2\pi^2 a^2 D^2 \delta'} x^2 dx =$$

$$= \mu_0 \frac{N^2 l I b_p^3 p}{24 \pi^2 a D^2 \delta'}. \tag{28}$$

T.e.m. de reacție din relația (25) va fi :

$$E_q = \frac{\mu_0 f_1 p l N^3 b_p^3 \cdot I}{12 \pi a^2 D^2 \delta'}. \tag{29}$$

În condiții reale de funcționare care presupun prezența saturației circuitului magnetic, valoarea reactanței X_q scade cu 50% față de valoarea obținută, în ipoteza neglijării saturației.

Relația (59) devine :

$$E_{qs} = \frac{\pi^2 \mu_0 \alpha_i^3}{192} \cdot \frac{f_1 N^2 Dl I}{p^2 a^3 \delta'}, \tag{30}$$

Relația (20), în care se introduc valorile date de (15), (21), (22), (24), (30) devine :

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{\frac{f_1}{f_2}}{\cos\theta_p \left(1 + \frac{\varepsilon}{100}\right)} \cdot \left[\frac{\pi \sigma k}{2} + \frac{5ap}{rk} \cdot \frac{\delta''}{D} + \right.$$

$$\left. + \frac{0{,}1835}{a} \frac{\delta''}{\delta} \cdot \frac{1}{rk}\right], \tag{31}$$

sau, ținînd seama că în practică mașinile universale se realizează cu $a = p = 1$, rezultă :

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{\frac{f_1}{f_2}}{\cos\theta_p \left(1 + \frac{\varepsilon}{100}\right)} \cdot \left[1{,}65k + \frac{0{,}314}{kr}\right]. \tag{32}$$

Relația (32), obținută pentru calculul tgφ, diferă de relațiile obținute de alți autori [1], [2], [4], deoarece ține seama de decalarea periilor din axa neutră și de influența reacției longitudinale demagnetizante ; s-a obținut, de asemenea, o nouă relație (31) pentru calculul t.e.m., de reacție transversală E_q.

Dacă se notează cu :

$$y = 1{,}65\ \mathrm{k} + \frac{0{,}314}{kr,}, \tag{33}$$

se obține $(\operatorname{tg}\varphi)_{min}$ pentru valoarea factorului de transformare, care anulează derivata :

$$\frac{\partial y}{\partial k} = 0, \tag{34}$$

adică :

$$k_{opt} = 0{,}436 + \frac{\theta_p}{90°}, \tag{35}$$

Cunoscînd tgφ din relația (32), se poate calcula factorul de putere $\cos\varphi = f(k)$ pentru diverse valori ale raportului $\frac{f_1}{f_2}$ și diverse unghiuri θ_p de decalare a periilor. Rezultatele calculelor

sînt date în figurile 7, 8, 9, 10, cu valorile recomandate pentru ε tabela 2.

Tabela 2

f_1/f_2	0,33	0,5	0,667	1
ε%	15	25	40	55

Valorile k_{opt}, pentru care se obține factor de putere $(\cos\varphi)_{max}$, sînt date în tabela 3. Se constată că la decalarea periilor din axa neutră k_{opt} crește cu unghiul de decalare.

Tabela 3

θ_p	0°	15°	30°
k_{opt}	0,436	0,602	0,766

Din examinarea figurilor 7—10 se constată următoarele:

— valoarea factorului de putere are o scădere neînsemnată la decalarea periilor cu $\theta_p = 15°$,

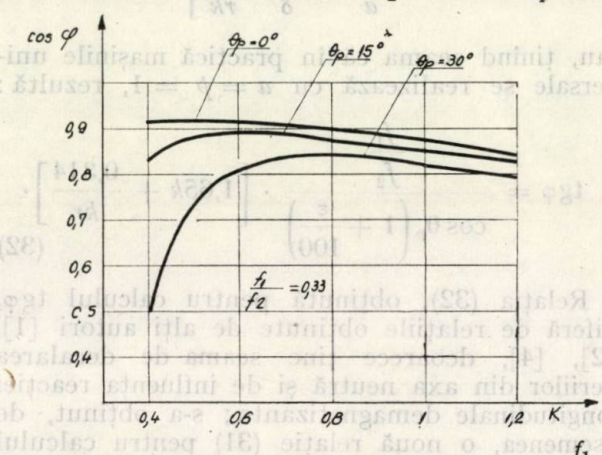


Fig. 7. Factorul de putere cos φ, în funcție de k, pentru $\frac{f_1}{f_2} = 0{,}33$ și diferite valori θ_p.

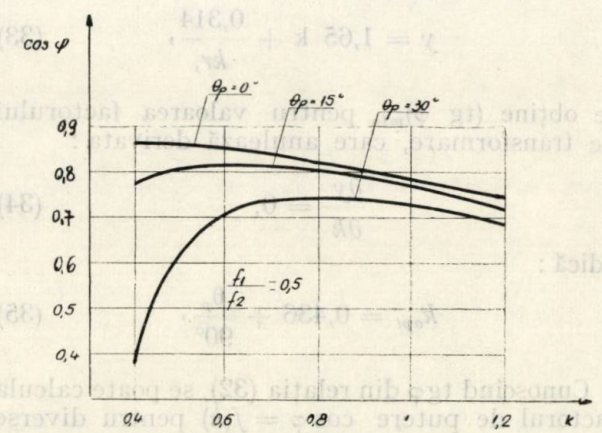


Fig. 8. Factorul de putere cosφ, în funcție de k, pentru $\frac{f_1}{f_2} = 0{,}5$ și diferite valori θ_p.

față de cazul cînd periile se află în axa neutră, dar o scădere însemnată la decalarea cu $\theta_p = 30°$;

— pentru $\theta_p = 0$ se obține $(\cos\varphi)_{max}$ la

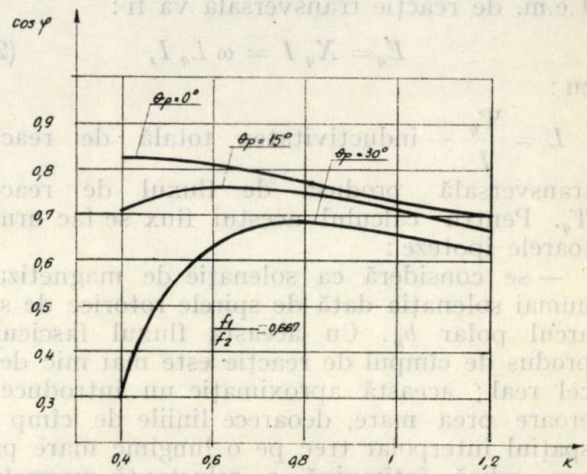


Fig. 9. Factorul de putere cos φ, în funcție de k, pentru $\frac{f_1}{f_2} = 0{,}637$ și diferite valori θ_p.

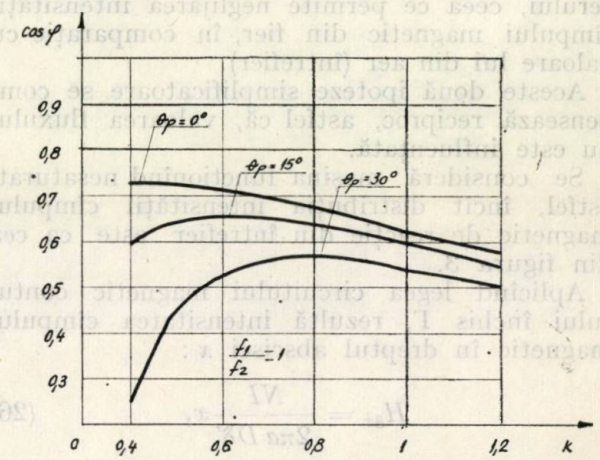


Fig. 10. Factorul de putere cos φ, în funcție de k, pentru $\frac{f_1}{f_2} = 1$ și diferite valori θ_p.

$k_{opt} = 0{,}44$ așa cum recomandă [1], dar la creșterea coeficientului de transformare k, scăderea factorului de putere nu este însemnată (circa 6% la $k = 1{,}1$).

Pentru $\theta_p \neq 0$ valoarea $k = 0{,}44$ este nerecomandabilă, deoarece reducerea factorului de putere este însemnată.

Din figurile 11 și 12 se constată că la creșterea lui k, deși cosφ scade, crește produsul $k\cos\varphi$.

5. Stabilirea dimensiunilor principale

Diametrul rotorului D se calculează din condiția respectării unei anumite densități liniare de curent A adică:

$$D = \frac{N\,I}{2\pi\,a}\cdot\frac{1}{A} = \frac{4p}{\pi A}\cdot\frac{P}{\eta\,U_N}\cdot\frac{W_{ex}}{k\cos\varphi}\cdot \quad (36)$$

Din relația (18) rezultă că :

$$\frac{W_{ex}}{k \cos \varphi} = \frac{C_1}{\Phi_{\delta m}} \tag{37}$$

și, deci, prin creșterea coeficientului de transformare, crește produsul $k \cos\varphi$, ca în figurile 11 și 12, deci, crește $\Phi_{\delta m}$, iar diametrul rotorului scade.

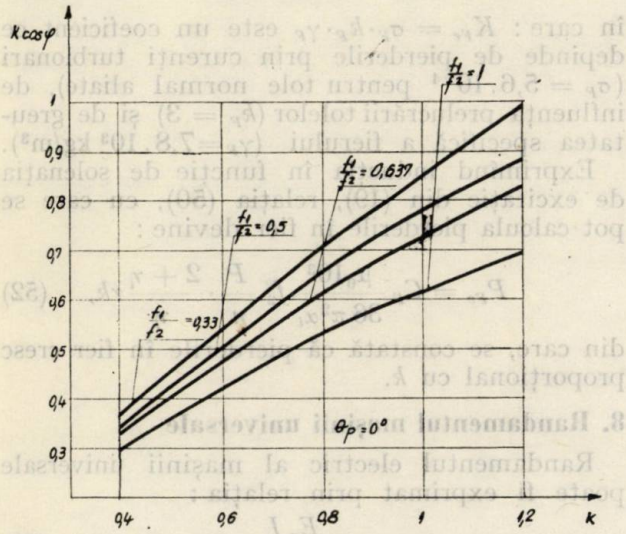


Fig. 11 Caracteristicile $k \cos \varphi = f(k)$, pentru $\theta_p = 0°$ și diverse valori ale raportului $\frac{f_1}{f_2}$

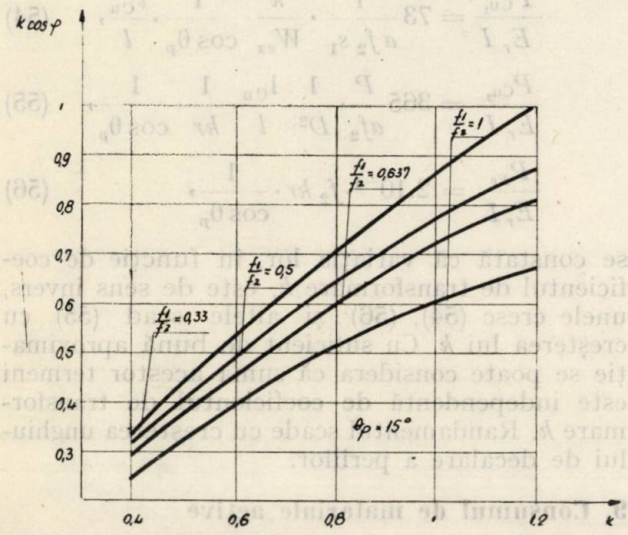


Fig. 12. Caracteristicile $k \cos \varphi = f(k)$, pentru $\theta_p = 15°$ și diverse valori ale raportului $\frac{f_1}{f_2}$

Lungimea rotorului se determină din condiția obținerii fluxului $\Phi_{\delta m}$ impus de relația (17). Ea se poate exprima prin relația :

$$l = \frac{1}{2 \mu_0 \alpha_i 10^3} \cdot \frac{(2+\eta)\eta}{p f_2} \cdot \frac{U_N^2}{P \cos \theta_p} \left(\frac{k \cos \varphi}{W_{ex}} \right)^2 \cdot \frac{1}{kr} \cdot \tag{38}$$

Ținînd seama de (37) se poate concluziona că, lungimea mașinii crește puțin la creșterea coeficientului de transformare k.

6. Tensiunile electromotoare induse în secția în comutație

În secția în comutație apare prin conectarea la rețeaua de curent alternativ o t.e.m. de transformare, datorită variației în timp a fluxului principal, care străbate secția scurtcircuitată de perii. Această tensiune se calculează cu relația :

$$E_t = 4{,}44 f_1 \frac{N}{2K} \Phi_{\delta m} \leqslant 6 \div 8 \text{ [V]}, \tag{39}$$

în care :

K reprezintă numărul de lamele de colector. Ținînd seama de (1) și (37) și considerînd numărul de crestături rotorice $Z = (3 \div 4) D$, rezultă :

$$E_t = \frac{8{,}88 f_1 a p \Phi_{\delta m}}{(3 \div 4) D} \cdot \frac{W_{ex}}{k} = \frac{8{,}88 f_1 a p C_1 \cos \varphi}{(3 \div 4) D} \cdot \tag{40}$$

La creșterea coeficientului de transformare k, tensiunea de transformare scade, dacă nu variază numărul de lamele la colector, sau, la creșterea coeficientului de transformare se pot folosi colectoare cu un număr mai mic de lamele fără a depăși limitele maxime impuse pentru tensiunea de transformare.

Tensiunea electromotoare de reactanță, ce ia naștere în secția în comutație, datorită inductivității dintre două laturi de secție în comutație simultană, aflate în aceeași crestătură rotorică se calculează cu relația :

$$E_R = \frac{N}{2K} l \, v_a \, \lambda'_{cr} < 3 \text{ [V]}, \tag{41}$$

în care :

$v_a = \frac{\pi D n}{60}$ reprezintă viteza periferică a rotorului.

Relația (40) se poate scrie și sub altă formă, ținînd seama de (1) și de exprimarea numărului de lamele la colector, în funcție de numărul de crestături ($K = 2Z$). Rezultă că :

$$E_R = \frac{4a}{3 \div 4} f_2 \, A \, \lambda'_{cr} \, l \, \frac{W_{ex}}{k} \cdot \tag{42}$$

La creșterea coeficientului de transformare k, crește lungimea mașinii l, conform (38) și scade raportul $\frac{W_{ex}}{k}$, conform (37), ceea ce determină o scădere însemnată a t.e.m. de reactanță E_R.

Tensiunea electromotoare de transformare E_t și reactanță E_R sînt mărimi care influențează

hotărîtor fenomenul comutației. Micșorarea valorii acestor tensiuni, prin adoptarea unui factor de transformare mare k, contribuie la îmbunătățirea comutației mașinilor universale cu colector.

7. Pierderile în mașina universală cu colector

Pierderile în cupru se determină cu relațiile cunoscute, în stator :

$$P_{Cu_1} = \rho_{cu} \frac{l_1}{s_1} 2\, pW_{ex} I^2, \tag{43}$$

în rotor :

$$P_{Cu_2} = \rho_{cu} \frac{l_2}{s_2} \frac{N}{2} \left(\frac{I}{2a}\right)^2. \tag{44}$$

Lungimea spirei medii a înfășurătorilor l_{cu} se determină din relația :

$$l_1 = l_2 = l_{Cu} = 2l + 3\, D, \tag{45}$$

în care : $$l = \xi D \tag{46}$$

este lungimea rotorului, exprimată în funcție de diametrul rotorului și factorul de formă $\xi = 0{,}4 \ldots 2$.

Secțiunea de cupru a conductorului înfășurării de excitație este :

$$s_1 = \frac{I}{j}. \tag{47}$$

cu $j = 2 \div 3$ A/mm^2 — densitatea de curent, iar cea a înfășurării rotorice se exprimă în funcție de dimensiunile crestăturii $\frac{N}{Z}$, numărul de conductoare rotorice în crestătură și factorul de umplere k_u al crestăturii.

Considerînd înălțimea crestăturii $l_{cr} = 0{,}2\, D$, precum și lățimea crestăturii $l_{cr} = 0{,}65\ t_{cr} = 0{,}65 \frac{(D - h_{cr})}{Z}$ rezultă secțiunea de cupru a conductorului rotoric :

$$s_2 = 0{,}8 \frac{D^2}{N}, \tag{48}$$

Relațiile (43) și (44) devin, în cazul cînd se alege $\rho_{cu} = 0{,}0214\ \Omega\ mm^2/m$:

$$P_{Cu_1} = 2p\, j\, \rho_{Cu} \frac{P}{U\eta} \cdot l_{Cu} \frac{W_{ex}}{\cos\varphi} = 0{,}124 \cdot 10^3 p \frac{l_{Cu}}{l} \cdot \frac{\Phi_{\delta m}}{r}, \tag{49}$$

și :

$$P_{Cu_2} = \frac{\rho_{Cu}}{6{,}4\, a^2} l_{Cu} \frac{N^2 I^2}{D^2} = 0{,}54 A^2 l_{Cu}. \tag{50}$$

La creșterea coeficientului de transformare $\Phi_{\delta m}$ și l cresc dar l_{Cu} și raportul $\frac{l_{Cu}}{l}$ scad, după cum se poate observa din relația (38), (45) și (46) : crește de asemenea coeficientul de reducere a solenației de excitație r, conform relației (4). Ținînd seama de acestea se poate considera că pierderile în cupru, în înfășurarea rotorică P_{Cu_2}, scad, iar pierderile în înfășurarea statorică P_{Cu_1} cresc puțin, la creșterea coeficientului de transformare k.

Pierderile în fier se determină din relația cunoscută :

$$P_{Fe} = K_{Fe} f_2^2 B_{\delta m}^2 D^2\, l, \tag{51}$$

în care : $K_{Fe} = \sigma_F \cdot k_F \cdot \gamma_F$ este un coeficient ce depinde de pierderile prin curenți turbionari ($\sigma_F = 5{,}6 \cdot 10^{-4}$ pentru tole normal aliate), de influența prelucrării tolelor ($k_F = 3$) și de greutatea specifică a fierului ($\gamma_F = 7{,}8 \cdot 10^3\ kg/m^3$).

Exprimînd inducția în funcție de solenația de excitație din (19), relația (50), cu care se pot calcula pierderile în fier devine :

$$P_{Fe} = C_F \frac{\mu_0 10^3}{36\pi^2 \alpha_i} f_2^2 \frac{P}{n} \cdot \frac{2+\eta}{\eta} rk, \tag{52}$$

din care, se constată că pierderile în fier cresc proporțional cu k.

8. Randamentul mașinii universale

Randamentul electric al mașinii universale poate fi exprimat prin relația :

$$\eta = \frac{E_r I}{E_r I + P_{Cu_1} + P_{Cu_2} + P_{Fe}}, \tag{53}$$

Calculînd rapoartele :

$$\frac{P_{Cu_1}}{E_r I} = 73 \frac{1}{a f_2 s_1} \cdot \frac{k}{W_{ex}} \cdot \frac{1}{\cos\theta_p} \cdot \frac{l_{Cu}}{l}, \tag{54}$$

$$\frac{P_{Cu_2}}{E_r I} = 365 \frac{P}{a f_2} \cdot \frac{1}{D^2} \cdot \frac{l_{Cu}}{l} \cdot \frac{1}{kr} \cdot \frac{1}{\cos\theta_p}, \tag{55}$$

$$\frac{P_{Fe}}{E_r I} = 2.10^{-4} \cdot f_2\, kr \cdot \frac{1}{\cos\theta_p}, \tag{56}$$

se constată că variația lor, în funcție de coeficientul de transformare k, este de sens invers, unele cresc (54), (56) și altele scad (55) cu creșterea lui k. Cu suficient de bună aproximație se poate considera că suma acestor termeni este independentă de coeficientul de transformare k. Randamentul scade cu creșterea unghiului de decalare a periilor.

9. Consumul de materiale active

Consumul de cupru pentru înfășurări rezultă din relațiile cunoscute :

— stator :

$$G_{Cu_1} = l_{Cu} \gamma_{Cu}\, 2pW_{ex} s_1 \frac{12\sqrt{2}\gamma_{Cu}}{\mu_0 \alpha_i 10^3 j} p \frac{\Phi_{\delta m}}{r} \cdot \frac{l_{Cu}}{l}, \tag{57}$$

— rotor :

$$G_{Cu_2} = l_{Cu} \gamma_{Cu} \frac{N}{2} s_2 = 0{,}4\, \gamma_{Cu} D^2 l_{Cu} \tag{58}$$

iar consumul de fier :

$$G_{Fe} = \gamma_F \cdot D^2 \cdot l, \tag{59}$$

în care: $\gamma_{Cu} = 8{,}9 \cdot 10^3$ kg/m³ este greutatea specifică a cuprului.

Din aceste relații rezultă că la creșterea coeficientului de transformare k scade consumul de cupru și fier în rotor datorită scăderii lungimii mașinii, iar consumul de cupru în excitație poate fi considerat neschimbat.

Concluzii

Pentru a stabili valoarea optimă a cieficientului de transformare este necesar să se examineze un ansamblu de fenomene, care au importanță în funcționarea mașinii universale cu colector, ca și parametrii economici, care caracterizează performanțele mașinii. Aceasta este necesar deoarece nu există nici un criteriu care să se impună în mod deosebit prin avantajele sau dezavantajele sale.

Contrar celor arătate de alți autori [1], [2], [4], din studiul efectuat a rezultat necesitatea valori cît mai mari ale coeficientului de transformare. În acest caz se obțin: o reacție longitudinală demagnetizantă mai mică; neinversarea cîmpului magnetic sub capetele polului; o comutație satisfăcătoare; dimensiuni reduse ale miezului rotoric și scăderea consumului de materiale active. În schimb, scade factorul de putere, cresc pierderile în fier și în cuprul înfășurării de excitație.

În tabela 4 se pot urmări performanțele obținute pentru o mașină de 80 W, 4 000 rot/m, și 220 V, calculată cu un coeficient de transformare $k = 0{,}5$ și $k = 1$. Exemplul de calcul întărește concluziile teoretice.

La decalarea periilor din axa neutră se produce o scădere însemnată a factorului de putere și a randamentului, în special, pentru valori mici ale coeficientului de transformare k.

La creșterea unghiului de decalare a periilor θ_p crește valoarea lui k_{opt}, pentru care se obține $(\cos \varphi)_{max}$ (tabela 4).

Tabela 4

k	0,5	1	k	0,5	1	k	0,5	1
η	0,56	0,56	$\varnothing\delta_m$ (Wb)	$8{,}5 \cdot 10^{-4}$	$12 \cdot 10^{-4}$	P_{Fe_2} (W)	5,95	8,89
cos φ	0,81	0,7	E (V)	126	106	$P_{Fe\ t}$ (W)	13,52	18,77
I	0,83	0,94	Z	16	12	ΔU_{Fe} (V)	16,3	20
A [A/cm]	84	70	K	48	36	E_a (V)	179,3	151,6
Bδ [Wb/m²]	0,265	0,44	R_1 (Ω)	8,3	7,9	E_r (V)	130,8	155
D (cm)	5	4	R_2 (Ω)	32,7	17,2	U (V)	221	217
l (cm)	6	6,2	P_{Cu_1} (W)	5,75	7	E_t (V)	6,3	6,9
δ'' (cm)	0,11	0,09	P_{Cu_2} (W)	22,6	15,3	E_R (V)	3,5	1,9
W_{ex}	198	234	P_{Cu_t} (W)	28,35	22,3	G_{Cu} (kg)	0,56	0,46
N	3168	1872	ΔU_{Cu} (V)	34	23,6	G_{Fe} (kg)	1,081	1

Din figurile 7—10 se constată că valorile ce pot fi recomandate sînt: $k = 0{,}9 \ldots 1{,}2$, cu respectarea indicatorilor din tabela 1, pentru diverse unghiuri de decalare a periilor.

Bibliografie

[1] *Metzler K.* Rasciot universalinîh kolektornîh dvigatelei, Moskva — Leningrad, 1932.

[2] *Ermolin, N. P.* Elektriceskie mașinî maloi moșcinosti, Vîșșaia Șkola, 1962.

[3] *Chang, S. L., Karr, I. H.* A.c. series motors — a design method. În: AIEE Transactions, vol. 69, partea II, 1950, pg. 1257.

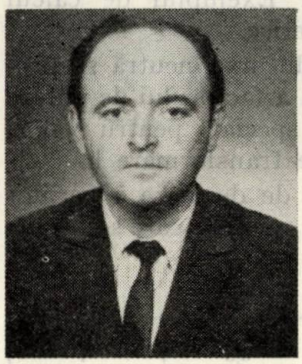
[4] *Dubicki, B.* Calculul înfășurărilor mici monofazate cu colector. În: Archivum electrotechniki III, caietul 3, 1954, pg. 361.

[5] *Gheorghiu I. S., Fransua, Al.* Tratat de mașini electrice. vol. I, Ed. Academiei R.S.R., 1968.

[6] *Beers, M. I., Karr, J. H.* A design method for d.c. machines. În: AIEE, Transactions, vol. 63, 1944, pg. 172

CZ 621.314.015.3.001.4

ÎNCERCĂRI DE IZOLAȚIE
SUPRATENSIUNE DE COMUTAȚIE
TRANSFORMATOR DE PUTERE



O nouă metodă de încercare a transformatoarelor la supratensiuni de comutație

ANDREI MARINESCU — CRAIOVA

Ing. Andrei Marinescu născut la 14 mai 1940 în Craiova, este absolvent al Facultății de electrotehnică de la Institutul politehnic — București, promoția 1961. Este șef al Laboratorului de Înaltă tensiune de la Institutul de cercetări și proiectări „Electroputere" — Craiova.

În lucrare se prezintă o schemă de încercare a transformatoarelor la supratensiuni de comutație, care permite controlul duratei pînă la prima trecere prin zero a tensiunii. În acest fel este posibilă compararea punct cu punct a oscilogramelor tensiunii și curentului prin înfășurarea încercată la fel ca la încercarea transformatoarelor la supratensiuni atmosferice.

1. Introducere

În ultimii ani s-a discutat mult despre modificarea probelor de izolație, valabile de cîteva decenii. Propunerile respective, discutate, în special, în cadrul CEI și CIGRE, găsesc necesar să se introducă încercări noi și să se abandoneze încercările care solicită inutil izolația transformatoarelor, reduc durata de viață a acesteia și dau, în general, puține lămuriri despre comportarea reală în exploatare.

Materializarea acestor propuneri se găsește în publicația CEI 71 [1] prin care se introduce încercarea la acțiunea supratensiunilor de comutație (STC) a echipamentului cu tensiune nominală mai mare sau egală cu 220 kV, reducîndu-se, în același timp, tensiunea de încercare la frecvență industrială.

Una din principalele probleme care apar la încercarea transformatoarelor la STC constă în micșorarea duratei tensiunii de impuls, datorită saturației circuitului magnetic.

Din acest motiv impulsul STC standard (250/2500 μs) este puternic distorsionat, ajungîndu-se, în general, la o formă trapezoidală ca în figura 1, caracterizată de o reducere însemnată a duratei de semiamplitudine.

În [2] s-a arătat cum se poate determina momentul apariției saturației t_{sat} în circuitul magnetic al unui transformator excitat cu impulsuri, cu ajutorul relației :

$$t_{sat} = \frac{1}{\Omega_0} \text{arc sin} \left[\frac{\Omega_0}{U_{inc}} \left(\Psi_{sat} \mp \Psi_0 \right) \right], \quad (1)$$

unde :

$\Omega_0 = 1/\sqrt{L_m C_d}$ este frecvența de rezonanță a circuitului oscilant $L_m C_d$ cu L_m nesaturat (L_m este inductanța de magnetizare, iar C_d este capacitatea echivalentă capacității distribuite a fazei încercate) ; U_{inc} este amplitudinea tensiunii de încercare ; Ψ_{sat} este fluxul total care determină saturația circuitului magnetic la 50 Hz, iar Ψ_0 este fluxul remanent luat cu semnul minus atunci cînd are același sens cu Ψ_{sat}.

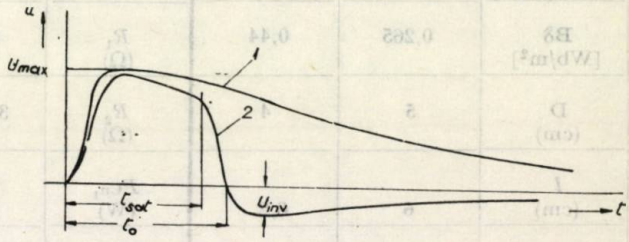


Fig. 1. Deformarea impulsului dublu exponențial 250/2500 μs (1) la aplicarea pe înfășurarea unui transformator (2) : t_{sat} — momentul apariției saturației circuitului magnetic ; t_0 — momentul trecerii prin zero a tensiunii ; U_{inv} — amplitudinea oscilației inverse.

Din această relație rezultă că reducerea duratei t_{sat} și odată cu aceasta, a timpului de trecere prin zero t_0 la creșterea tensiunii, poate fi compensată prin modificarea fluxului remanent din circuitul magnetic.

În lucrările publicate pînă în prezent, referitoare la încercarea transformatoarelor la STC [3, 4, 5, 6, 7], se indică ca posibilitate de demagnetizare a circuitului magnetic, aplicarea unor impulsuri de polaritate inversă în intervalul dintre impulsurile utile. Amplitudinea acestor impulsuri se află, de obicei, în limitele a 50—80% din tensiunea de încercare a transformatorului.

Principalele dezavantaje ale demagnetizării în impulsuri sînt următoarele [8, 9, 10]:

a — solicitare însemnată a izolației; impulsurile de demagnetizare au amplitudine relativ mare, fiind necesar a se aplica 3—4 impulsuri pentru a se obține saturația în sens invers impulsului util;

b — operativitate redusă a încercărilor; numărul impulsurilor de demagnetizare este mai mare decît numărul impulsurilor utile. În plus, ratarea înregistrării oscilografice a unuia dintre impulsurile utile conduce la repetarea seriei de impulsuri de demagnetizare;

c — imposibilitatea comparării oscilogramelor la tensiune redusă cu oscilogramele la tensiunea de încercare deoarece nu se poate controla și regla exact demagnetizarea obținută cu ajutorul impulsurilor. Din această cauză este îngreunată detectarea defectelor rezultate, ca urmare a încercării cu STC.

Schema propusă și aplicată în Laboratorul de înaltă tensiune de la „Electroputere"-Craiova înlătură dezavantajele de mai sus folosind demagnetizarea în curent continuu aplicat permanent în timpul încercării la STC.

2. Principiul de funcționare a schemei propuse

În figura 2 se dă schema de încercare la STC a unui transformator trifazat [10] completată pe partea de joasă tensiune cu circuitul de demagnetizare în curent continuu (cu linii groase) *

Grupul RC are două funcțiuni importante:

a — atenuarea tensiunii de impuls E_i la valori nepericuloase pentru sursa E_0 și circuitele aferente acesteia.

b — Transmiterea curentului continuu de demagnetizare I_d prin rezistența R, unde:

$$I_{d\,max} = E_{0\,max}/R, \qquad (2)$$

Dioda D reprezintă o măsură de protecție suplimentară a sursei E_0, care împiedică ca tensiunea transmisă la bornele acesteia, în regim tranzitoriu, să-și schimbe polaritatea.

Din punct de vedere al tehnicii de încercare la STC prin noul procedeu, metodica de lucru este următoarea:

a) se aplică unul sau mai multe impulsuri de referință la circa 0,5 U_{inc} cu $I_d = 0$. Se determină durata t_0 (fig. 1) și dacă circuitul magnetic este sau nu saturat din oscilogramele tensiunii și curentului de impuls prin înfășurarea încercată.

b) se mărește curentul la o valoare $I_{d\,max} = (0{,}05 - 0{,}15)\sqrt{2}\,I_0$, unde: I_0 este valoarea eficace a curentului nominal de mers în gol la 50 Hz. Limita inferioară a curentului corespunde încercării transformatoarelor de mare putere, iar limita superioară încercării transformatoarelor de distribuție;

c) se aplică impulsul sau impulsurile la tensiunea de încercare. Se determină durata t_0;

d) se aplică unul sau mai multe impulsuri de referință pentru un curent cuprins între $I_{d\,max}$ și 0, în scopul obținerii aceleeași durate t_0 ca la *b*);

e) se compară oscilogramele la tensiunea de referință cu cele la tensiunea de încercare, care au aceeași durată t_0, după principiile folosite la defectoscopia STA [11, 12].

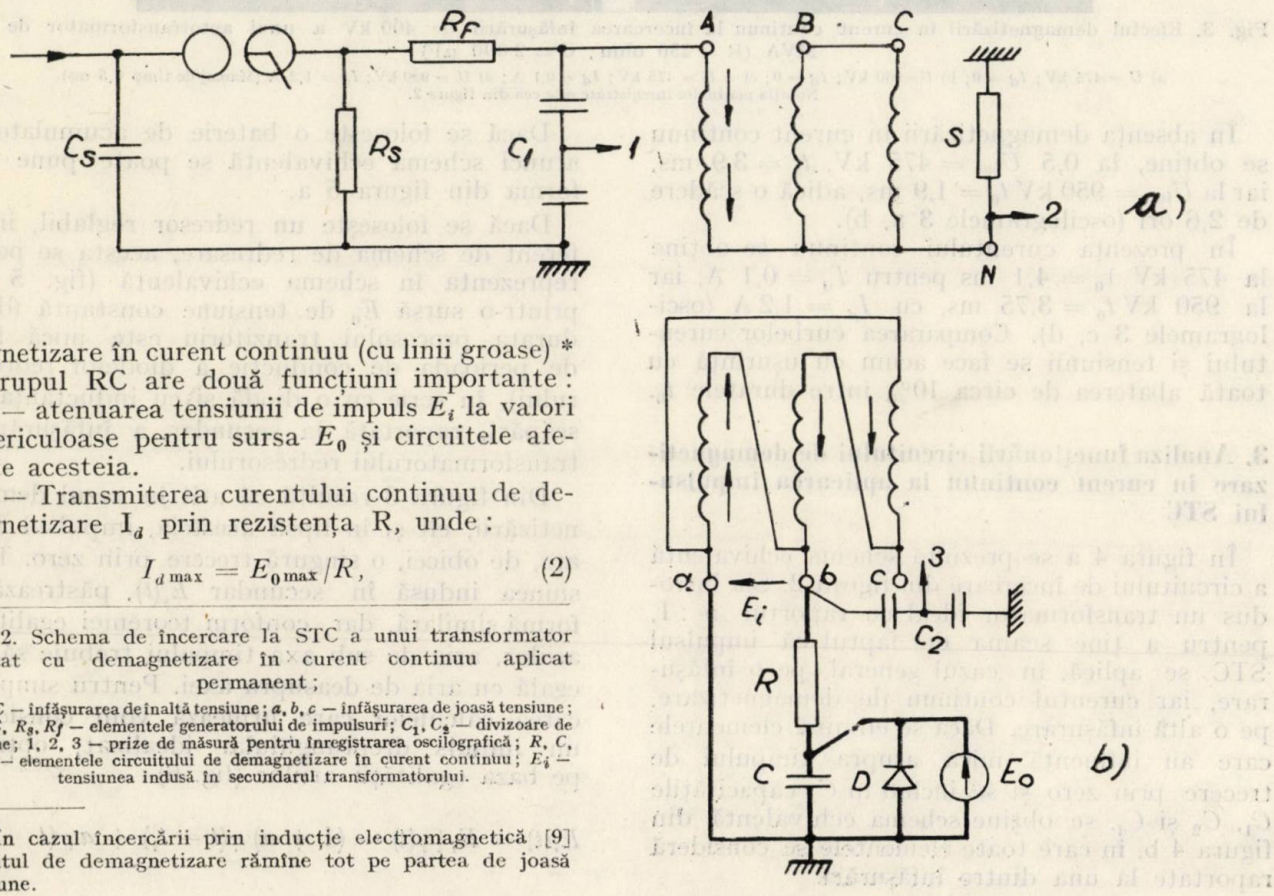


Fig. 2. Schema de încercare la STC a unui transformator trifazat cu demagnetizare în curent continuu aplicat permanent;

A, B, C — înfășurarea de înaltă tensiune; *a, b, c* — înfășurarea de joasă tensiune; C_S, *EC*, R_S, R_f — elementele generatorului de impulsuri; C_1, C_2 — divizoare de tensiune; 1, 2, 3 — prize de măsură pentru înregistrarea oscilografică; *R, C, D*, E_0 — elementele circuitului de demagnetizare în curent continuu; E_i — tensiunea indusă în secundarul transformatorului.

* În cazul încercării prin inducție electromagnetică [9] circuitul de demagnetizare rămîne tot pe partea de joasă tensiune.

Oscilogramele din figura 3 demonstrează posibilitățile acestei metode la încercarea înfășurării de 400 kV a unui autotransformator de 400 MVA.

Pentru analiza variației de tensiune la bornele sursei E_0, ca urmare a aplicării impulsului $E_i(t)$, vom distinge două cazuri, în funcție de tipul constructiv al acestei surse.

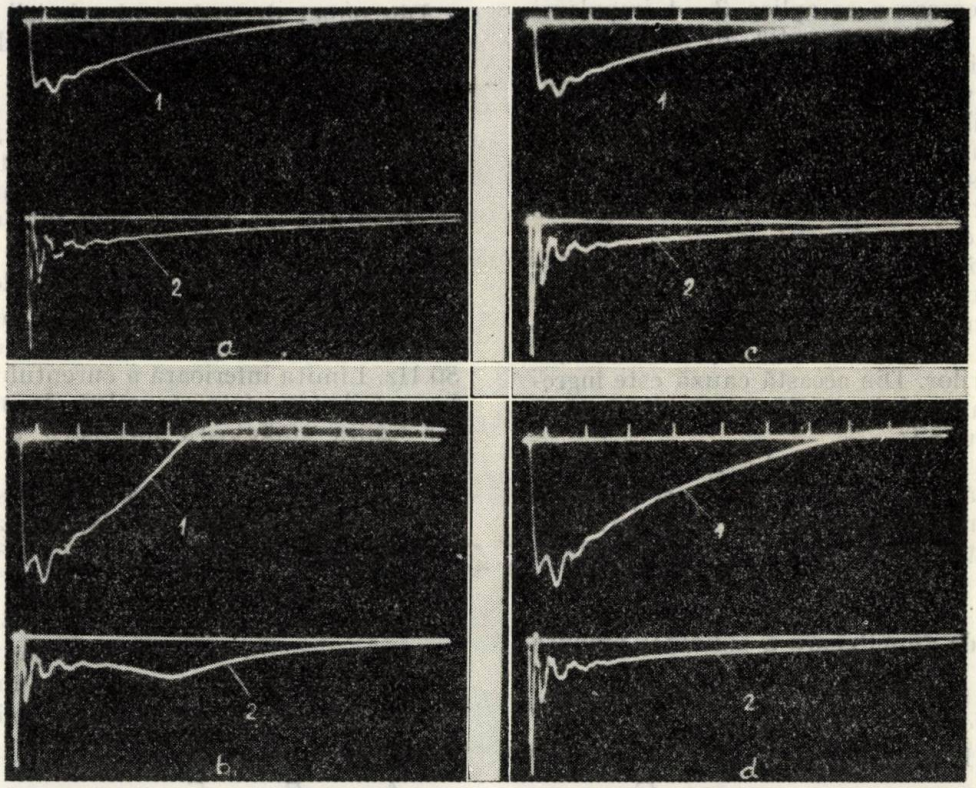


Fig. 3. Efectul demagnetizării în curent continuu la încercarea înfășurării de 400 kV a unui autotransformator de 400 MVA (R = 250 ohm; C = 2 000 μF):
a) U = 475 kV; I_d = 0; b) U =950 kV; I_d = 0; *c*) = U = 475 kV; I_d = 0,1 A; *d*) U = 950 kV; I_d = 1,2 A (Marcaj de timp 0,5 ms).
Notația mărimilor înregistrate este cea din figura 2.

În absența demagnetizării în curent continuu se obține, la 0,5 U_{inc} = 475 kV, t_0 = 3,9 ms, iar la U_{inc} = 950 kV t_0 = 1,9 ms, adică o scădere de 2,6 ori (oscilogramele 3 a, b).

În prezența curentului continuu se obține la 475 kV t_0 = 4,1 ms pentru I_d = 0,1 A, iar la 950 kV t_0 = 3,75 ms, cu I_d = 1,2 A (oscilogramele 3 c, d). Compararea curbelor curentului și tensiunii se face acum cu ușurință cu toată abaterea de circa 10% între duratele t_0.

3. Analiza funcționării circuitului de demagnetizare în curent continuu la aplicarea impulsului STC

În figura 4 a se prezintă schema echivalentă a circuitului de încercare din figura 2. S-a introdus un transformator ideal cu raportul n : 1, pentru a ține seama de faptul că impulsul STC se aplică, în cazul general, pe o înfășurare, iar curentul continuu de demagnetizare, pe o altă înfășurare. Dacă se elimină elementele care au influență mică asupra timpului de trecere prin zero și se includ în C_T capacitățile C_1, C_2 și C_d, se obține schema echivalentă din figura 4 b, în care toate elementele se consideră raportate la una dintre înfășurări.

Dacă se folosește o baterie de acumulatoare atunci schema echivalentă se poate pune sub forma din figura 5 a.

Dacă se folosește un redresor reglabil, indiferent de schema de redresare, acesta se poate reprezenta în schema echivalentă (fig. 5 b), printr-o sursă E_0 de tensiune constantă (dacă durata procesului tranzitoriu este mică față de perioada de conducție a diodelor redresorului), în serie cu o diodă și cu inductanța de scăpări, raportată la secundar, a înfășurărilor transformatorului redresorului.

Din figura 3 rezultă că atît în cazul demagnetizării, cît și în lipsa acesteia, impulsul STC are, de obicei, o singură trecere prin zero. Tensiunea indusă în secundar $E_i(t)$, păstrează o formă similară, dar, conform teoremei egalității ariilor, aria de sub axa timpului trebuie să fie egală cu aria de deasupra axei. Pentru simplificarea calculelor care urmează vom considera un impuls dreptunghiular idealizat, obținut pe baza egalității ariilor (fig. 6):

$$E_i(t) = E_i[\gamma(t) - (1 + a)\,\gamma(t - t_1) + a\gamma(t - t_2)], \quad (3)$$

unde : $\gamma(t)$ este funcția treaptă unitate ; $\gamma(t - t_1)$, $\gamma(t - t_2)$ sînt funcții treaptă unitate retardate, iar $a = E_{inv}/E_i$ reprezintă amplitudinea relativă a undei inverse.

După cum se vede din figura 6, aria impulsului original A_1 este mai mică decît cea a impulsului idealizat A'_1, dacă se menține aceeași durată de trecere prin zero $t_i = t_0$; în acest fel se obțin rezultate acoperitoare.

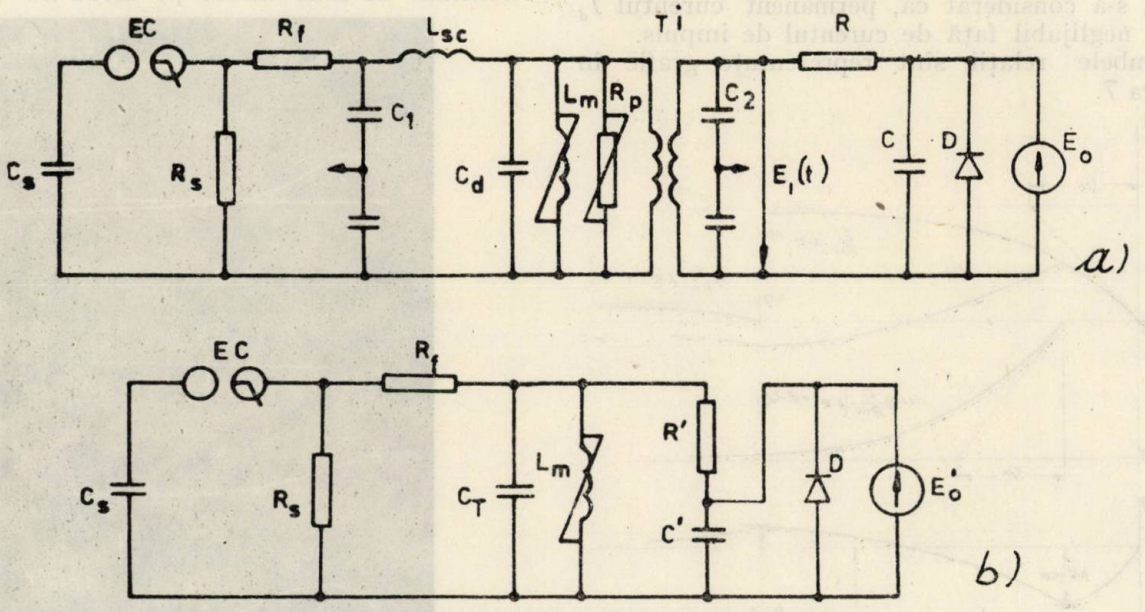


Fig. 4. Schema echivalentă a circuitului din figura 2 :

a — schema completă ; *b* — schema simplificată. Notații ca în figura 2 ,în afară de : R', C', E'_0 — valori raportate la primar, pentru R, C, E_0 ; $C_T = C_1 + C_d + C'_2$ — capacitatea echivalentă de calcul.

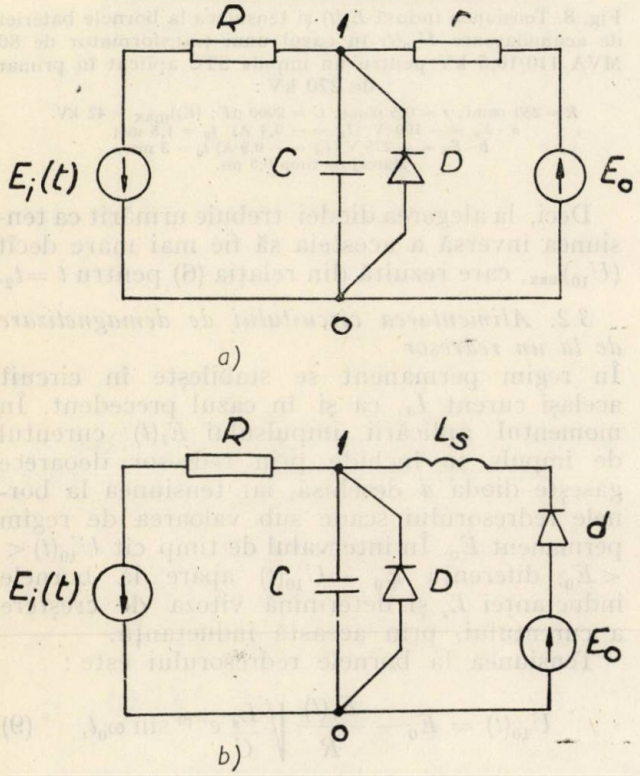


Fig. 5. Scheme echivalente pentru studiul procesului tranzitoriu, care apare în circuitul de demagnetizare, ca urmare a aplicării impulsului STC :

a — sursa E_0 este o baterie de acumulatoare ; *b* — sursa E_0 este un redresor (explicații în text).

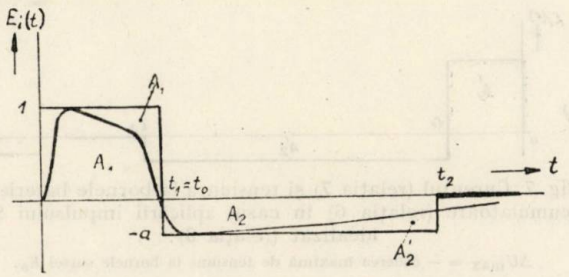


Fig. 6. Echivalarea impulsului STC real printr-un impuls idealizat pe baza impulsurilor treaptă unitate retardate.

$A_1 = A_2$ ariile impulsului real. $A'_1 = A'_2$ ariile impulsului de calcul.

Din egalitatea ariilor $A'_1 = A'_2$ rezultă valoarea lui t_2.

$$t_2 = t_1\left(1 + \frac{1}{a}\right). \qquad (4)$$

3.1. *Alimentarea circuitului de demagnetizare de la o baterie de acumulatoare.* Înaintea aplicării impulsului $E_i(t)$, sursa E_0 stabilește în circuit curentul :

$$I_d = E_0/(R + r). \qquad (5)$$

În momentul $t = 0$ se aplică impulsul $E_i(t)$, dat de relația (3).

Se poate demonstra ușor că, tensiunea la bornele sursei $U_{10}(t)$ este dată de relația :

$$U_{10}(t) = E_0 - \frac{r}{R + r} E_i(1 - e^{-\alpha t})\,[\gamma(t) - (1 + a)\,\gamma(t - t_1) + a\gamma(t - t_2)], \qquad (6)$$

iar curentul prin sursa E_0 este :

$$I(t) \approx \frac{E_i}{R+r}(1-e^{-\alpha t})\,[\gamma(t) - (1+ a)\,\gamma\,(t-t_1) + a\gamma\,(t-t_2)]. \quad (7)$$

Aici, s-a considerat că, permanent curentul I_d este neglijabil față de curentul de impuls.

Ambele relații sînt reprezentate grafic în figura 7.

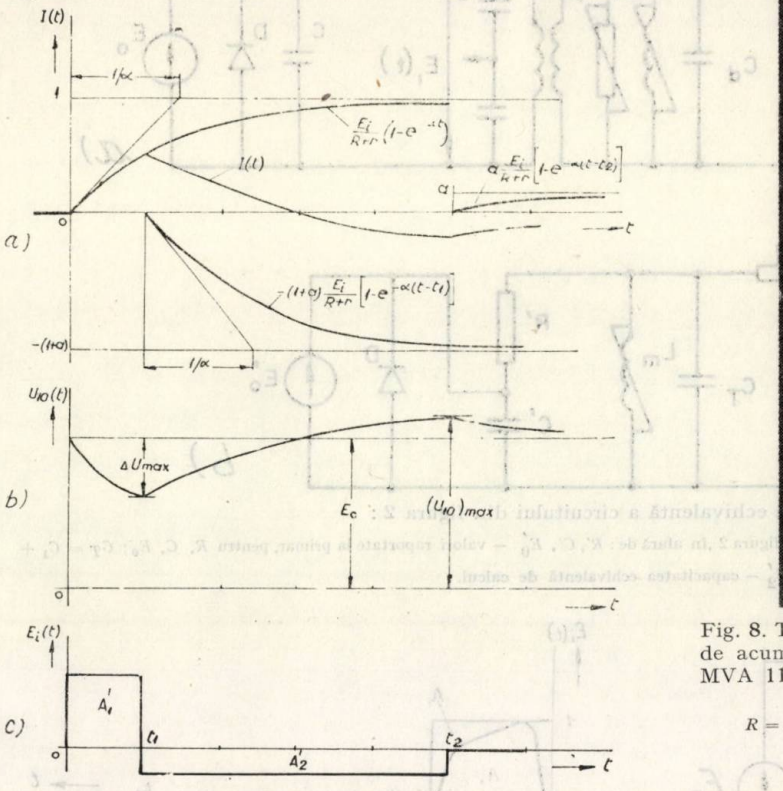


Fig. 7. Curentul (relația 7) și tensiunea la bornele bateriei de acumulatoare (relația 6) în cazul aplicării impulsului STC idealizat (relația 3) :

ΔU_{max} = — căderea maximă de tensiune la bornele sursei E_0.

Căderea maximă de tensiune la bornele sursei este :

$$\Delta U_{max} = -\frac{r}{R+r} E_i\,(1-e^{-\alpha t_1}), \quad (8)$$

unde : $\alpha = (R+r)/rRC$ este atenuarea introdusă de circuitul rRC.

Pentru a se obține o cădere cît mai mică de tensiune, la bornele sursei, este, deci necesar ca $r \ll R$ și α să fie foarte mic, ceea ce se obține folosind capacități C cît mai mari.

În figura 8 se dau oscilograme ale tensiunii $E_i(t)$ și ale tensiunii $U_{10}(t)$ corespunzătoare, la încercarea unui transformator de 80 MVA, 110 kV. ΔU_{max} este de circa 100 V, în bună concordanță ca formă și amplitudine cu figura 7, respectiv, relația (8). Se constată, în același timp, creșterea duratei t_0 de la 1,5 ms la 3 ms.

După cum rezultă din figura 5a, întreruperea laturii care conține capacitatea C face ca, practic întreaga tensiune $E_i(t)$ să se aplice la bornele sursei E_0. Pentru a evita un asemenea accident s-a montat dioda D. La funcționarea normală a circuitului, dioda D începe să conducă, cînd $\Delta U_{max} > E_0$. În acest fel tensiunea inversă la bornele sursei E_0 este egală cu căderea de tensiune în sens direct pe dioda D.

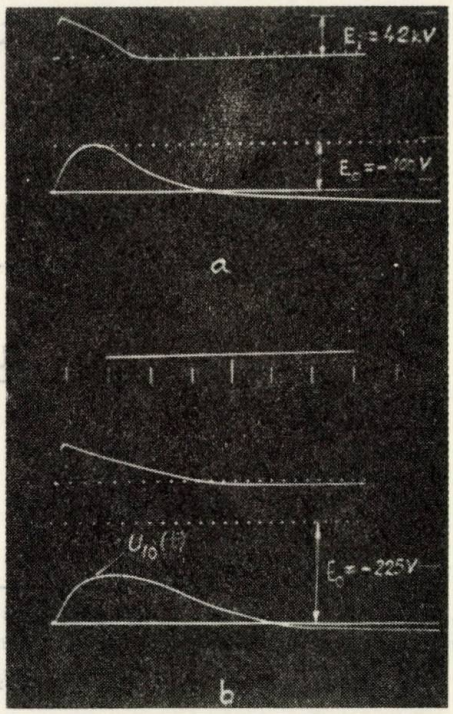


Fig. 8. Tensiunea indusă $E_i(t)$ și tensiunea la bornele bateriei de acumulatoare $U_{10}(t)$ în cazul unui transformator de 80 MVA 110/10,5 kV pentru un impuls STC aplicat în primar de 270 kV :

$R = 250$ ohmi; $r = 0{,}5$ ohmi; $C = 2000\ \mu F$; $(E_i)_{max} = 42$ kV.
$a - E_0 = -100$ V ($I_d = -0{,}4$ A) $t_0 = 1{,}5$ ms;
$b - E_0 = -225$ V ($I_d = -0{,}9$ A) $t_0 = 3$ ms.
Marcaj de timp 0,3 ms.

Deci, la alegerea diodei trebuie urmărit ca tensiunea inversă a acesteia să fie mai mare decît $(U_{10})_{max}$, care rezultă din relația (6) pentru $t = t_2$.

3.2. Alimentarea circuitului de demagnetizare de la un redresor

În regim permanent se stabilește în circuit același curent I_d, ca și în cazul precedent. În momentul aplicării impulsului $E_i(t)$ curentul de impuls se închide prin redresor deoarece găsește dioda d deschisă, iar tensiunea la bornele redresorului scade sub valoarea de regim permanent E_0. În intervalul de timp cît $U_{10}(t) < E_0$, diferența $E_0 - U_{10}(t)$ apare la bornele inductanței L_s și determină viteza de creștere a curentului, prin această inductanță.

Tensiunea la bornele redresorului este :

$$U_{10}(t) = E_0 - \frac{E_i(t)}{R}\sqrt{\frac{L_s}{C}}\,e^{-\beta t}\sin\omega_0 t, \quad (9)$$

iar curentul care parcurge circuitul este :

$$I(t) \approx \frac{E_i(t)}{R}(1 - e^{-\beta t}\cos\omega_0 t), \quad (10)$$

unde :
$2\beta = 1/RC$ este atenuarea circuitului RC, iar ω_0 este frecvența de rezonanță a circuitului oscilant L_sC.

Din reprezentarea grafică a acestor mărimi, dată în figura 9, rezultă că, în momentul cînd

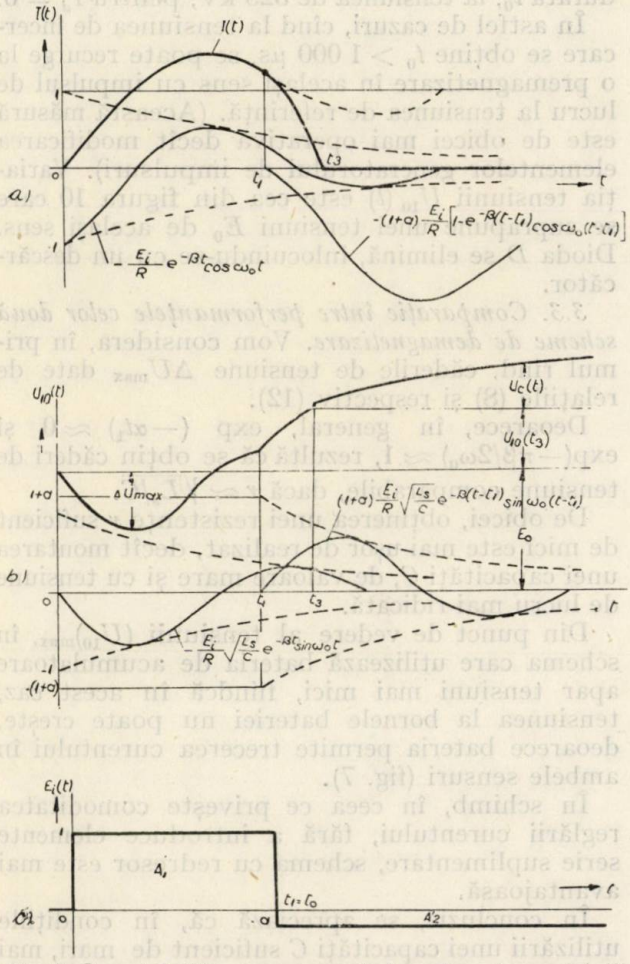


Fig. 9. Curentul (10) și tensiunea la bornele redresorului (9) în cazul aplicării impulsului STC idealizat (3):
ΔU_{max} — căderea maximă de tensiune la bornele redresorului;
$U_c(t)$ — tensiunea la bornele capacității C după blocarea curentului prin redresor.

$U_{10}(t) = E_0$, curentul are valoarea maximă și continuă să circule pînă cînd întreaga energie magnetică acumulată în inductanța L_s este restituită circuitului.

În momentul $t = t_3$ curentul devine nul și rămîne nul, datorită blocării diodei D.

Din acest moment încetează valabilitatea ecuațiilor (9) și (10). Variația în continuare a tensiunii este dată de integrarea, prin circuitul RC, a oscilației inverse a tensiunii $E_i(t)$.

Dacă constanta de timp este astfel încît $RC \gg \gg t_2 - t_1$, tensiunea la bornele capacității, după blocarea diodei d este :

$$U_c(t) \approx -\frac{1}{RC}\int_{t_3}^{t_2} E_i(t)\,dt. \qquad (11)$$

În cazul impulsului dreptunghiular idealizat, ținînd seama de relația (3) (fig. 6) rezultă :

$$(U_c)_{max} = -\frac{1}{RC}\int_{t_3}^{t_2} aE_i\,dt = -\frac{A_1'}{RC}\cdot\frac{t_2 - t_3}{t_2 - t_1} \qquad (11')$$

Valoarea obținută experimental va fi întotdeauna mai mică, deoarece aria reală a impulsului $A_1 < A_1'$.

Pentru a calcula căderea maximă de tensiune la bornele redresorului se observă că aceasta are loc pentru $t = \pi/2\omega_0$ și, deci :

$$\Delta U_{max} = -\frac{E_i}{R}\sqrt{\frac{L_s}{C}}\,e^{-\pi\beta/2\omega_0}. \qquad (12)$$

Capacitatea C trebuie astfel aleasă, în cazul unui redresor dat, încît impedanța caracteristică :

$$\sqrt{\frac{L_s}{C}} \ll R. \qquad (13)$$

Tensiunea maximă care apare la bornele redresorului este dată de relația :

$$(U_{10})_{max} = U_{10}(t_3) + (U_c)_{max}. \qquad (14)$$

De această valoare trebuie să se țină seama la alegerea tensiuni inverse a redresorului și a diodei de protecție D, care păstrează același rol ca și cel descris în 3.1.

În figura 10 a se prezintă cîteva rezultate experimentale obținute la încercarea unui transformator de 190 MVA, 242/15,75 kV în schema de mai sus.

În figura 10 a apare tensiunea indusă, integrată de circuitul RC pentru $E_0 = 0$, redresorul fiind conectat în sensul de blocare. De aici se obține $(U_c)_{max} = -237$ V în momentul trecerii prin zero a tensiunii $E_i(t)$.

O valoare ceva mai mică ($t_3 \neq t_1$) dar cu semn schimbat se va obține în timpul încercării propriu-zise, după blocarea redresorului. În figura 10 b, c se prezintă variația în timp a tensiunii $U_{10}(t)$ pentru $E_0 = 250$ V, ($I_d = 0{,}5$ A), respectiv $E_0 = 500$ V ($I_d = 1$ A) la tensiuni induse $E_i(t) = -35{,}4$ kV, respectiv, 71 kV.

Din oscilograme se observă pe lîngă asemănarea cu curbele calculate, momentul de blocare a redresorului și creșterea lentă în continuare a tensiunii, datorită circuitului RC.

În tabela 1 se compară valorile măsurate pentru ω_0 și ΔU_{max} cu cele calculate pe baza relațiilor anterioare.

Se constată o corespondență foarte bună pentru ω_0. În ceea ce privește ΔU_{max}, valorile calculate sînt mai mari decît cele măsurate ; aceasta se poate explica prin simplificările introduse în calcul (neglijarea rezistenței ohmice a circui-

Tabela 1

Comparație între valorile calculate și cele măsurate la încercarea transformatorului de 190 MVA 242/15,75 kV

U_{inc}(kV)	E_i (kV)	Măsurat		Calculat		Obs.
		ω_0(1/s)	ΔU_{max}(V)	w_0 (1/s)	ΔU_{max} (V)	
325	−35,4	1500	100	1530	150	figura 10b
650	−71	1500	200	1530	300	figura 10c

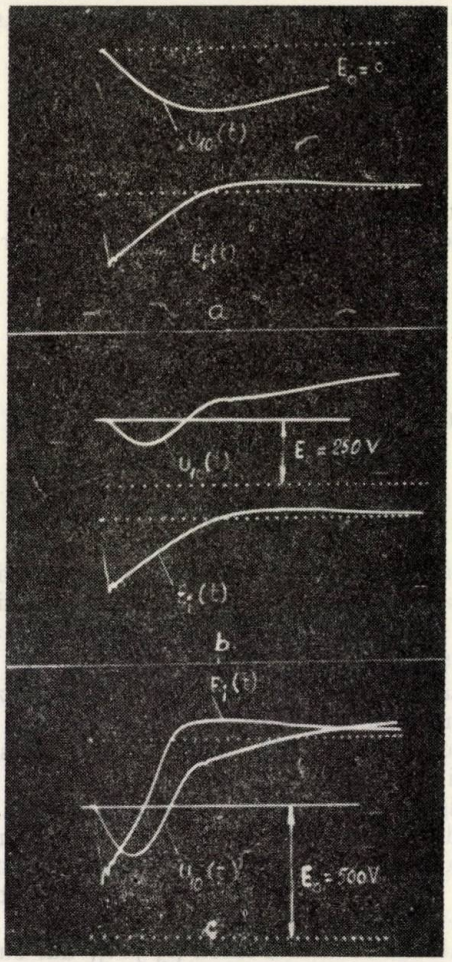


Fig. 10. Tensiunea la bornele redresorului U_{10} (t) și tensiunea indusă E_i (t) în cazul unui transformator de 190 MVA 242/15,75 kV pentru un impuls STC aplicat în primar de 325 kV (*a*, *b*) și 650 kV (c). Marcaj de timp 0,3 ms.

$R = 500$ ohm; $L_s = 1{,}36$ mH; $C = 300$ μF.
a) $E_i = -35{,}4$ kV; $E_c = 0$ (redresorul conectat în sensul de blocare);

$$U_{10}(t) = -(1/RC)\int_0^t E_i(t)dt;\ t_0 = 2{,}75 \text{ ms};$$

b) $E_i = -35{,}4$ kV; $E_0 = 260$ V($I_d = 0{,}5$ A); $t_0 = 3{,}15$ ms;
c) $E_i = -71$ kV; $E_0 = 500$ V ($I_d = 1$ A); $t_0 = 2$ ms.

tului redresorului și adoptarea impulsului dreptunghiular idealizat).

După dispariția tensiunii $E_i(t)$ capacitatea C încărcată la tensiunea $U_{10\,max}$, dată de relația (14), se descarcă prin intermediul rezistenței R pe înfășurarea secundară a transformatorului. Descărcarea are loc pînă în momentul cînd tensiunea la bornele capacității atinge valoarea E_0. În acest moment, redresorul intră în conducție, obținîndu-se, în final, curentul continuu constant I_d.

Observație. Se remarcă că valoarea curentului utilizat la tensiunea de 650 kV, $I_d = 1$ A nu este încă suficientă pentru a obține aceeași durată t_0, la tensiunea de 325 kV, pentru $I_d = 0$.

În astfel de cazuri, cînd la tensiunea de încercare se obține $t_0 > 1\,000$ μs, se poate recurge la o premagnetizare în același sens cu impulsul de lucru la tensiunea de referință. (Această măsură este de obicei mai operativă decît modificarea elementelor generatorului de impulsuri). Variația tensiunii U_{10} (t) este cea din figura 10 care se suprapune unei tensiuni E_0 de același sens. Dioda D se elimină, înlocuindu-se cu un descărcător.

3.3. Comparație între performanțele celor două scheme de demagnetizare. Vom considera, în primul rînd, căderile de tensiune ΔU_{max} date de relațiile (8) și respectiv (12).

Deoarece, în general, $\exp(-\alpha t_1) \approx 0$ și $\exp(-\pi\beta/2\omega_0) \approx 1$, rezultă că se obțin căderi de tensiune comparabile, dacă $r \approx \sqrt{L_s/C}$.

De obicei, obținerea unei rezistențe r suficient de mici este mai ușor de realizat, decît montarea unei capacități C, de valoare mare și cu tensiune de lucru mai ridicată.

Din punct de vedere al tensiunii $(U_{10})_{max}$, în schema care utilizează bateria de acumulatoare apar tensiuni mai mici, fiindcă în acest caz, tensiunea la bornele bateriei nu poate crește, deoarece bateria permite trecerea curentului în ambele sensuri (fig. 7).

În schimb, în ceea ce privește comoditatea reglării curentului, fără a introduce elemente serie suplimentare, schema cu redresor este mai avantajoasă.

În concluzie, se apreciază că, în condițiile utilizării unei capacități C suficient de mari, mai ales în cazul încercărilor de rutină, este de preferat alimentarea schemei de demagnetizare de la un redresor.

4. Influența circuitului RC asupra amplitudinii impulsului STC produs de generatorul de impuls de tensiune (GIT)

Vom reveni la schema echivalentă din figura 4 b, unde, pentru timpi mici (perioada de formare a frontului), curentul care parcurge inductanța L_m este neglijabil, ca și căderea de tensiune pe capacitatea C'. Neglijînd ambele elemente se poate scrie amplitudinea tensiunii generatorului în sarcină, prin relația cunoscută [12]:

$$U_{max} \approx \frac{R'}{R' + R_f} \cdot \frac{C_s}{C_s + C_T} U_0 = \eta_R \cdot \eta_C U_0, \quad (15)$$

unde: U_0 este amplitudinea tensiunii de impuls la mers în gol.

Pentru ca factorul de utilizare să nu scadă prea mult trebuie ca $R' = n^2R \gg R_f$. Această condiție poate fi îndeplinită numai la încercarea transformatoarelor cu raport de transformare mare (transformatoare bloc etc.).

Astfel, la încercarea descrisă în figura 3, unde $n = 400/\sqrt{3}.22 = 10,5$ se obține $R' = 10,5^2 \cdot 250 = 27,5$ kΩ și pentru $R_f = 12$ kΩ rezultă $\eta_R = 0,7$.

Micșorarea tensiunii de ieșire în sarcină a GIT nu poate fi, în unele cazuri, acceptată ținînd seama de faptul că factorul de utilizare al GIT nu este prea ridicat nici la mersul în gol. Din această cauză, încercarea transformatoarelor cu raport mic se propune să se facă prin inducție electromagnetică [8]. În acest caz atît GIT, cît și circuitul RC se montează pe partea de joasă tensiune a transformatorului. Avantajul schemei rezultă din faptul că datorită tensiunilor mult mai mici necesare (cca 100 kV) rezervele de tensiune ale GIT sînt mai mari, iar reducerea factorului de utilizare nu este critică. Pe de altă parte, la tensiuni mici capacitatea de șoc C_s disponibilă poate fi mărită prin legarea în paralel a mai multor etaje ale GIT, astfel, încît factorul de utilizare η_c să nu scadă sensibil, dacă se mărește artificial capacitatea echivalentă C_T (prin montarea pe partea de înaltă tensiune a transformatorului a unei capacități suplimentare).

În acest caz menținîndu-se durata frontului se poate reduce R_f și prin aceasta se mărește factorul de utilizare global η al GIT.

5. Concluzii

1. Se propune o metodă de încercare a transformatoarelor la STC prin demagnetizare în curent continuu aplicat permanent cu care, spre deosebire de metodele descrise în literatură, se poate obține o durată controlată pînă la trecerea prin zero a impulsului STC la tensiunea redusă și la tensiunea de încercare, fiind posibilă compararea punct cu punct a oscilogramelor respective.

În același timp metoda evită solicitarea inutilă a izolației și mărește operativitatea încercărilor.

2. Se analizează, teoretic și experimental, comportarea circuitului în regim tranzitoriu, în cazul utilizării ca sursă de tensiune continuă, fie a unei baterii de acumulatoare fie a unui redresor, indicîndu-se modul de dimensionare a elementelor R, C, D.

3. Prin metoda descrisă se pot încerca toate tipurile de transformatoare și anume: transformatoarele cu raport de transformare $n > 10$ prin aplicarea impulsului STC, pe partea de înaltă tensiune iar transformatoarele cu $n < 10$, prin inducție electromagnetică. În ambele cazuri circuitul RC rămîne conectat pe partea de joasă tensiune.

Bibliografie

[1] CEI 71 ed. V 1972. Coordination de l'isolement.

[2] *Marinescu, A.* Producerea supratensiunilor de comutație cu ajutorul transformatoarelor de încercare. În: Electrotehnica, 1975.

[3] *Algbrant, A., Brierley, A. E., Hylten-Cavallius, N., Ryder D. H.*, Switching Surge Testing of Transformers. In: IEEE Trans. PAS 85 (1966) nr. 1 p. 54—51.

[4] *Christoffel, M.* Schaltüberspannunsprüfung von Transformatoren und Drosselspulen. In: Brown Boveri Mitt. 53 (1966) nr. 4/5 p. 263—290.

[5] *Cepraz, S.* Prove di tenuta alle sovratensioni di manovra su trasformatori. In: L'Elettrotecnica 54 nr. 12, 1967, p. 904—914.

[6] *Sie, T. H.* Prüfung von Transformatoren mit Schaltüberspannungen. In: Bull. Oerlikon nr. 383/384, 1968, p. 20—26

[7] *Lizunov, S. D., Frid E. S.*, Ispîtania izoliații transformatorov i șuntiruiuscih reaktorov komutaționnîmi impulsami. In: Elektricestvo, nr. 11, 1971, p. 57—63.

[8] *Marinescu, A.* Producerea supratensiunilor de comutație prin inducție electromagnetică în transformatorul de încercat. Comunicări tehnice „Electroputere", nr. 5, 1970, p. 209—237.

[9] *Marinescu, A.* Utilizarea transformatoarelor de putere în calitate de transformatoare de impulsuri. Sesiunea II comună de comunicări științifice Electroputere — Universitatea din Craiova 3—4 dec 1971.

[10] *Marinescu, A.* Proiect standard: Transformatoare de putere. Încercarea la unde de supratensiuni de comutație Tema 119 F 42/1972, Electroputere—Craiova.

[11] *Hortopan, Gh.* Tehnica impulsului la laboratorul de înaltă tensiune, București, Editura tehnică, 1965.

[12] *Mathe, B., Costina, D., Marinescu, A.* Încercarea transformatoarelor. Vol. I. Încercarea izolației. București, Editura tehnică, 1966.

Intrat în redacție la 2. III. 1974

CZ 621.317.2

CERCETĂRI TEHNICO-ȘTIINȚIFICE
LABORATOR UZINAL
MATERIALE CERAMICE

Laboratorul uzinal de cercetări al întreprinderii „Electroceramica"-Turda

ADRIAN SAVU ȘI FRANCISC DEÁK* — TURDA

Generalități

Întreprinderea „Electroceramica" (ECT) produce izolatoare de înaltă tensiune și piese izolante ceramice pentru instalații electrice, încă din anul 1949. De la început au fost realizate laboratoare de control și standuri de încercări de înaltă tensiune, pentru satisfacerea necesităților producției.

După dezvoltarea și modernizarea întreprinderii a crescut mult nivelul tehnic al producției, fapt ce atrage după sine o creștere a rolului cercetării aplicative.

O dată cu realizarea L.U.C. s-au creat premizele separării activității de cercetare aplicativă de cea a încercărilor de rutină. Dacă pînă la finele anului 1972 la E.C.T. s-au făcut numai cercetări sporadice, după realizarea L.U.C. s-a creat baza tehnico-materială imperios necesară unei cercetări permanente, puse în slujba producției.

Pentru ridicarea în continuare a tehnicității fabricației L.U.C. acționează în direcțiile :

— efectuarea încercărilor de lot și de tip pe produsele E.C.T. ;

— dezvoltarea produselor existente prin asimilarea unor tipodimensiuni de înaltă tehnicitate ;

— realizarea unor cercetări pentru obținerea datelor experimentale necesare proiectării sistemelor izolante complexe, la care metodele cantitative fizico-matematice nu sînt suficiente ;

— efectuarea încercărilor pentru estimarea fiabilității intrinseci a produselor E.C.T. ;

— acumularea datelor statistice, în colaborare cu beneficiarii, necesare estimării fiabilității de exploatare a produselor E.C.T.

Prezentarea succintă a L.U.C.

L.U.C. dispune de sectoare bine utilate pentru efectuarea analizelor fizice, chimice și structurale, specifice industriei silicaților.

Pentru încercarea sistemelor izolante pînă la tensiunea nominală de 220 kV L.U.C. dispune de sectoarele (fig. 1) :

— tehnica tensiunilor înalte (T.T.I.) ;
— încercări mecanice și de fiabilitate ;
— încercări de contaminare.

Principalele posibilități de încercare a acestor sectoare sînt prezentate în tabela 1.

Încercările electrice ale sistemelor izolante se realizează în hala de înaltă tensiune de 36 m lungime, 24 m lățime și cu o înălțime liberă de 18 m. Hala este complet ecranată electromagnetic și este prevăzută cu o instalație specială de pămîntare. Instalația de pămîntare constă din 56 electrozi și o rețea de echipotențializare, cu ochiuri de 3,5 × 3,5 m. Întreaga instalație de pămîntare are o rezistență de dispersie în regim staționar sub 0,18 Ω.

Ansamblul halei de înaltă tensiune, al încăperilor anexe și al cîmpului de încercări în aer liber, a fost realizat pe baza unei tehnologii moderne de încercare a echipamentelor de înaltă tensiune [1]—[7].

Sursele de tensiune din dotarea halei de înaltă tensiune sînt prezentate în tabelele 2, 3, 4, 5. Se observă o bună acoperire cu instalații a tuturor nivelelor de tensiune sinusoidală. Sursele de impuls de tensiune și de curent continuu se vor completa, în viitor, cu alte instalații, pentru asigurarea unei exploatări juste din punct de vedere tehnic, a instalațiilor existente.

Instalațiile de măsurat înalta tensiune : kilovoltmetrele, eclatoarele cu sfere și divizoarele cu voltmetre electronice, acoperă întreaga gamă de tensiuni de la 1 kV la 2 000 kV, avînd o eroare de măsurare de ± 2% și ± 3%.

Execuția mobilă a transformatorului de încercări de 800 kV (fig. 2), a generatorului de impuls de 2 MV (fig. 3), cît și a instalațiilor de măsurat, conduce la o utilizare optimă a spațiului construit al halei de înaltă tensiune. Se asigură ușor atît distanțele minime de influență pentru instalațiile de măsurat [8], cît și distanțele minime de protecție în aer [9], [10].

Posibilitatea scoaterii înaltei tensiuni din hala de înaltă tensiune în cîmpul de încercări în aer liber, printr-o trecere izolată de 400 kV, exis-

* Ing. *Savu Adrian* este șeful L.U.C. al întreprinderii „Electroceramica" Turda și ing. *Deák Francisc* este responsabilul sectorului T.T.I. la același laborator.

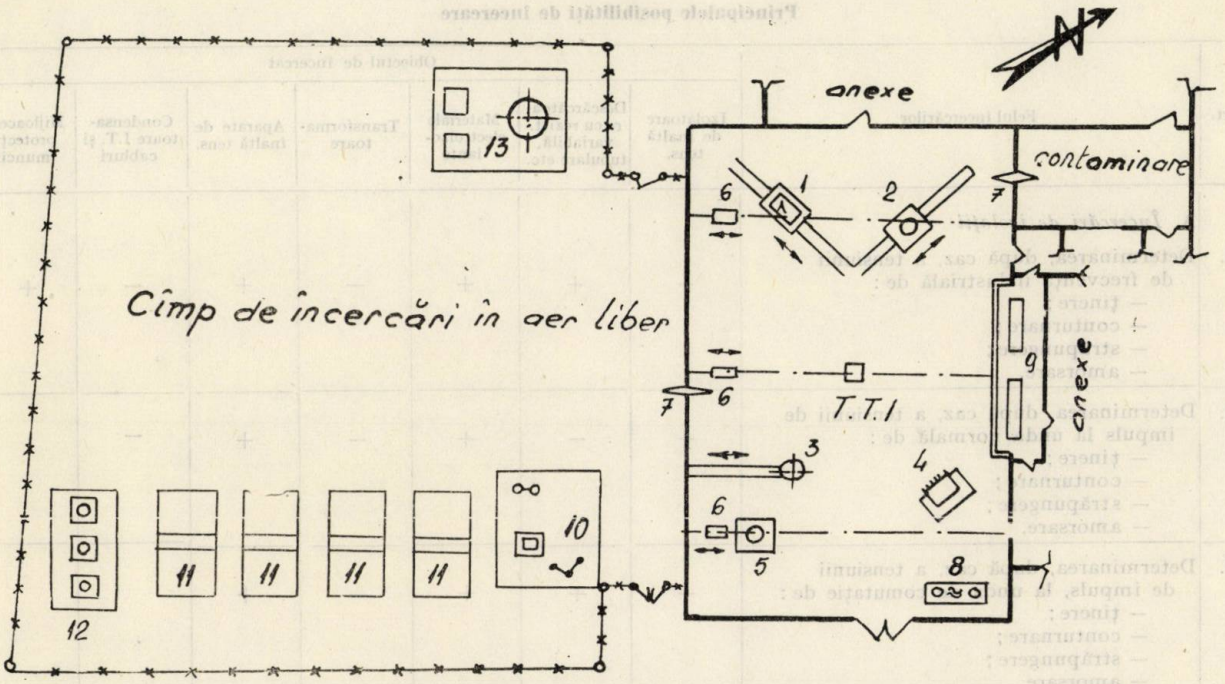


Fig. 1. Sectoarele pentru încercarea sistemelor izolante:

1 — GIT-2 MV; 2-cascadă de 0,8 MV; 3-eclator cu sfere având Ø 1,5 m; 4-rastel cu duze pentru ploaie; 5-vas pentru străpungere în ulei; 6-electropalane de 1 tf; 7-izolatoare de trecere de 0,4 MV; 8-transformator TESLA; 9-cameră de comandă; 10 — post meteorologic; 11 — dispozitiv de încercări mecanice; 12 — dispozitiv de încercări la presiunea hidraulică internă; 13 — staţie de compresoare.

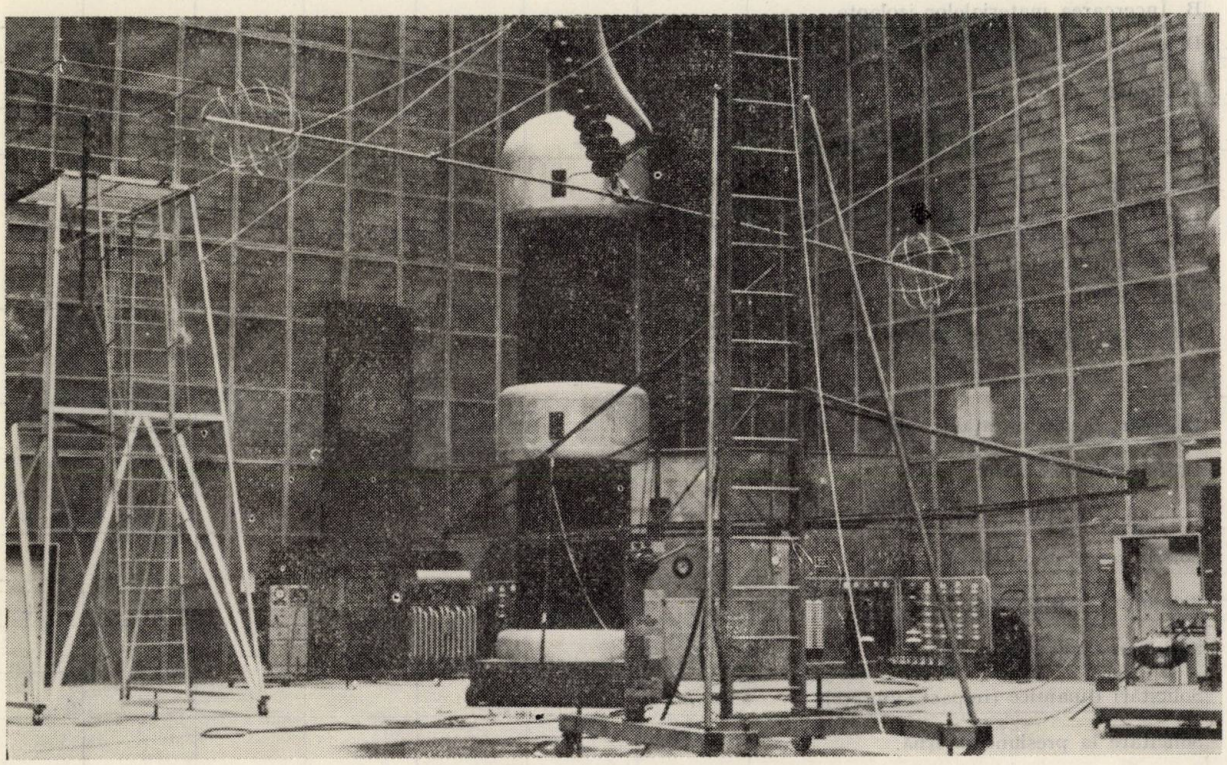


Fig. 2. Transformatorul de încercare de 800 kV, 600 kVA:

Obiectul de încercat: lanţ de susţinere 9 × CT 8, în poziţie înclinată înspre stîlp. CT 8 — este un izolator de porţelan, tip capă-tijă, de fabricaţie ECT.

Tabela 1

Principalele posibilităţi de încercare

Nr. crt.	Felul încercărilor	Obiectul de încercat						
		Izolatoare de înaltă tens.	Descărcătoare cu rezist. variabilă, tubulare etc.	Materiale electroizolante	Transformatoare	Aparate de înaltă tens.	Condensatoare I.T. şi cabluri	Mijloace de protecţia muncii
	A. *Încercări de izolaţii*							
1.	Determinarea, după caz, a tensiunii de frecvenţă industrială de : — ţinere ; — conturnare ; — străpungere ; — amorsare.	+	+	+	—	+	—	+
2.	Determinarea, după caz, a tensiunii de impuls la unda normală de : — ţinere ; — conturnare ; — străpungere ; — amorsare.	+	—	+	—	+	—	
3.	Determinarea, după caz, a tensiunii de impuls, la unda de comutaţie de : — ţinere ; — conturnare ; — străpungere ; — amorsare	+	+	+	—	+		
4.	Determinarea caracteristicii de impuls tensiune-timp.	+	+	+		+		
5.	Determinarea, după caz, a tensiunii de curent continuu de : — ţinere ; — conturnare ; — străpungere.	+	+	+	—	+	+	
	B. Încercarea materialelor izolante							
1.	Determinarea rigidităţii dielectrice.	+		+			+	+
2.	Determinarea tg. δ şi C pînă la 500 kV	+		+	+	—	+	
3.	Măsurarea rezistenţelor de izolaţie.	+	+	+	+	+	+	+
	C. *Încercări speciale*							
1.	Încercări de contaminare artificială cu : — strat străin, — ceaţă salină, — ploaie cu conductivitate mărită.	+	+	—		—		
2.	Măsurarea nivelului de paraziţi radio.	+	+		+	+		
3.	Lucrări de înaltă frecvenţă	+	+	+				
4.	Încercări de anduranţă şi climatice.	+	—	+		—	—	
	D. *Încercări mecanice*							
1.	Solicitare la tracţiune.	+		+		—	—	+
2.	Solicitare la compresiune.	+		+				
3.	Solicitare la încovoiere.	+	+	+		—	—	+
4.	Solicitare la torsiune.	+		+		—		
5.	Solicitări dinamice (impact, vibrare).	+		+				
6.	Solicitare la presiune internă.	+		+				

LEGENDA : + încercări conform normelor şi încercări speciale nenormate, dar posibile de executat ;
— încercări cu mici abateri de la norme sau încercări parţiale.

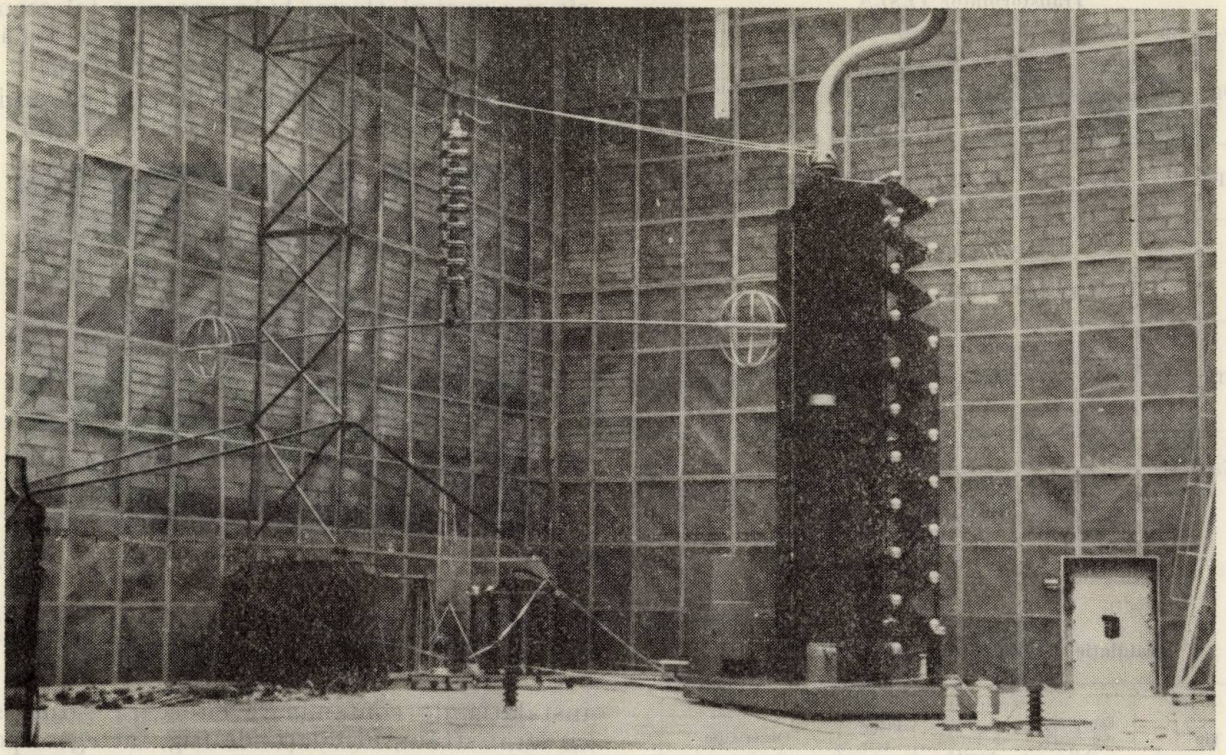


Fig. 3. Generatorul de impuls de tensiune de 2 MV, 100 kWs :

Obiectul de încercat : lanţ de susţinere 9 × F 16 în poziţie verticală. F 16 — este un izolator de sticlă, tip capă-tijă, de fabricaţie SEDIVER.

Tabela 2

Instalaţii de încercări la frecvenţa industrială

Tip şi conexiune	Tensiunea secundară nominală, kV	Curent nominal de scurtă durată, A	Puterea aparentă nominală, kVA	Tensiunea de scurtcircuit, %	Sarcina capacitivă admisibilă* nF	Utilizare
TEO 800/600						
— 2 etaje în cascadă	800	0,75	600	13,8	2	încercări dielectrice
— 2 etaje în paralel	400	1,5	600	3	9	încercări de contaminare
— 1 etaj monofazat	400	0,75	300	3	4,5	încercări dielectrice
T.I.I.T. — IRE-Sibiu						
— monofazat	150	4	600	3,9	70	încercări de contaminare
HAEFELY						
— monofazat	250	0,4	100	6	4	încercări dielectrice
PEOI 100/125 A						
— monofazat	125	0,8	100	6,7	17	încercări dielectrice
DINAMO						
— monofazat	60	0,33	20	9,5	15	încercări dielectrice
HAEFELY						
— monofazat	46,5	0,13	6	5,8	8	încercări dielectrice
FISCHER FHL						
— monofazat	55	0,018	1	120**	1	încercări dielectrice cu regim de scurtcircuit de lungă durată

* La calculul sarcinii capacitive admisibile s-a ţinut cont atît de pierderile de putere activă, cît şi de consumul de putere reactivă în capacitatea circuitului de înaltă tensiune.

** Valoare realizată prin transformator cu reactanţă de scăpări mărită şi bobină de reactanţă înseriată în circuitul primar.

Tabela 3

Transformator TESLA

Tip	Tensiunea nominală la mers în gol, kV	Puterea aparentă nominală, kVA	Gama de frecvențe, kHz	Utilizare
HAFELY	400	6	150—250	Defectoscopie distructivă

Tabela 4

Instalație de impuls de tensiune

Tip	Tensiunea maximă, kV	Energia impulsului kWs	Polaritate	Forma impulsului (μs/μs)	Sarcina capacitivă admisibilă (nF)
MICAFIL SG. 11. 20	2 000	100	+,—	1,2/60	5
	2 000	100	+,—	0,7/50	1
	1 500	56	+,—	250/2 500	0,3

Tabela 5

Instalație de înaltă tensiune continuă

Tip	Tensiunea nominală, kV	Curentul nominal de lungă durată, mA	Polaritate	Observație
MICAFIL GL220/50	220	50	+,—	Este blocul de încărcare al generatorului de impuls

tența în hală a trei electropalane a cîte 1 tf, cît și a unei platforme hidromecanice telescopice de 12 m înălțime, asigură o elasticitate bună în realizarea diverselor montaje de încercare.

Instalațiile pentru reproducerea condițiilor climatice, instalația de ploaie artificială (fig. 4),

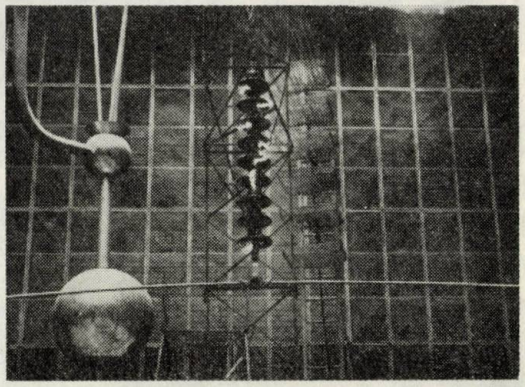


Fig. 4. Lanț de susținere 9 × CT 8, conturnat sub ploaie artificială.

În planul doi: rastelul cu duze al instalației de ploaie artificială și sfera superioară a eclatorului cu sfere de Ø 1,5 m. Se observă și ecranul electromagnetic montat aparent pe peretele halei de înaltă tensiune.

instalația de contaminare cu ceață salină sau cu strat străin, instalația de frig, întregesc posibilitățile de încercare.

Atît hala de înaltă tensiune, cît și construcția în module a principalelor surse de tensiune permit o extindere viitoare. Transformatorul de încercări se poate extinde pînă la 1,2 MV, iar generatorul de impuls pînă la 3 MV. În această ultimă

Tabela 6

Instalații de încercări mecanice statice, electromecanice și termoelectromecanice

Felul solicitării	Dimensiunile obiectului de încercat, mm		Efort minim — maxim, kgf	Moment minim, maxim, kgf.m	Eroarea de măsurare a efortului, %
	diametru minim — maxim	lungime minim — maxim			
Tracțiune	* 5—300	50—1200	50—60 000	—	±1
	5—600	20—1600	5—60 000	—	±1
	5—550	15—800	10—30 000	—	±1
Compresiune	5—250	150—250	500—200 000	—	±2
	5—200	5—450	5—60 000	—	±1
Încovoiere pe obiect rezemat)	1—200	100—900	—	5—13 000	±1
Încovoiere (pe obiect încastrat)	10—450	50—3 000	—	0,25—15 000	±3
Torsiune	10—450	50—3 000	—	15—1 500	±3
Presiune hidraulică internă 1—25 atm	100—800	250—1 300	—	—	±2,5

* sînt parametrii instalației de încercări termoelectromecanice (—30° ÷ 90°C; 0—60 kV).

Tabelul 7

Nr. crt.	Numele laboratorului și anul punerii în funcțiune	lungime lățime, înălțime, m	Sursă de curent alternativ, MV/kVA	Sursă de curent continuu, MV/mA	Generator de impuls, MV/kWs	Bibliografie
1	ELECTROPUTERE Craiova, 1971	84×36×27	1,2/1 500	1,2/30	2,4/192	B.3
2	L.U.C. ELECTROCERAMICA Turda, 1972	36×24×18	0,8/600	0,22/50	2/100	—
3	I.C.P.E. București Faza 1973	36×24×18	0,6/900	1,2/30	1,2/144	—
4	ICEMENERG	—	1,2/900	0,3/50	0,5/4,4	B.12
5	L.I.T. Moscova 1960	74×35×35	2,25/5 000	—	7,2/420	B.3
6	V.U.S.E. Praga 1956	54×30×25	2,25/2 250	—	4/96	B.3
7	KWH. Hermsdorf 1968	aer liber	2,25/5 000	1,5/300	7,2/312	B.6
8	KWH Hermsdorf 1970	18×15×16	0,6/2 000	—	2,4/48	B.13
9	Transformator Union. Nürnberg 1972	36×34×33	—	2/30	4,8/500	B.14
10	T. H. München 1963	34×23×19	1,2/600	1,6/60	3/50	B.2
11	B.B.C. Mannheim 1968	42×31×25	1,2/ —	—	3/130	B.3
12	SIEMENS Berlin 1962	41×34×25	1,35/1 330	—	3,6/90	B.5
13	Messwandlerbau, Bamberg 1968	35×23×20	1,2/1 200	—	3/50	B.3
14	T.O. Berlin 1961.	30×15×17	1/1 000	2,1/10	2,1/35	B.5
15	T. H. Darmstadt. 1963	32×25×21	1,2/1 200	0,6/10	3,2/80	B.15
16	MICAFIL Zürich 1963	24×25×20	1,35/2 860	0,55/22	4,4/176	B.7
17	Ohio Brass	aer liber	2/800	1,2/ —	5/234	B.3
18	General Electric Pittsfield 1957	54×29×23 aer liber	1,75/ — 2/ —	1,2/ — —	2×5,1/84 7,2/360	B.3
19	IRE Q, Hydro-Quebec 1970	82×68×50	2,1/2 200	2,2/30	6,4/400	B.3
20	FdF, les Renardières 1970	66×65×45	2,2/1 100	—	6/450	B.4
21	Alsthom-Savoisienne, Aix les Bains 1960	43×22×24	1,2/7 500	—	4,4/175	B.5
22	Alsthom Savoisienne Saint — Ouen. 1971	65×30×31	—	—	4/400	B.3
23	ELIN Weiz. 1965	48×25×22	1,4/2 200	—	3,6/180	B.3
24	Nordiscke Kabel-og Traadfabrike Kopenhagen, 1961	45×30×16	0,8/3 600	1,5/20	3,2/80	B.5
25	ASEA Ludvika 1970	55×32×35	1,5/1 500	1/25	4/375	B.3
26	CESI Milano 1957	45×40×35	2/1 000	2/10	4,8/300	B.3

etapă, instalațiile vor permite încercarea unor sisteme izolante cu tensiunea maximă de serviciu de 525 kV [10], [11].

Pentru o justă apreciere a performanțelor tehnice ale halei de înaltă tensiune în tabela 7 se redau caracteristicile unor laboratoare de înaltă tensiune, realizate în lume după anul 1955.

Încercările mecanice și de anduranță se realizează atît în laborator, cît și pe cîmpul de încercări în aer liber. Utilajele existente (tabela 6) permit reproducerea tuturor solicitărilor mecanice, atît pe epruvete cît și pe izolatoare.

3. Concluzii

— L.U.C. cu o bază experimentală adecvată, poate realiza integral încercarea izolatoarelor de porțelan și de sticlă, pe baza normelor naționale și recomandărilor internaționale în vigoare.

— Se pot efectua încercări parțiale ale unor sisteme izolante cu tensiunea nominală pînă la 220 kV și capacitate de intrare pînă la 2nF și pentru alte întreprinderi.

— Există posibilitatea extinderii performanțelor L.U.C., așa încît, în ultima etapă de dezvoltare, se vor putea încerca sisteme izolante cu tensiunea maximă de serviciu de 525 kV.

— Contribuția L.U.C. la progresul tehnic, în domeniul fabricației de izolatoare de înaltă tensiune, se va putea aprecia prin prisma calității produselor E.C.T.

Bibliografie

[1] *Hortopan, G.* Tehnica impulsului în laboratorul de înaltă tensiune, București, Editura tehnică, 1965.

[2] *Prinz, H.* Feuer, Blitz und Funke, F. Bruckmann Verlag, München, 1965.

[3] *Marinescu, A.* și *Cîrstea, D.* Noul laborator de înaltă tensiune al Uzinelor Electroputere Craiova. În : Electrotehnica, **21**, nr. 6, 1973, p. 229—241.

[4] *Leroy, G., Bouillard, I.G., Gallet, G.* și *Simon M.* Essais diélectriques et très hautes tensions. Le Laboratoire à très haute tension des renardières. În : R.G.E. **80**, nr. 10, 1971, p. 768—777.

[5] *Heilbornner, Fr.* Moderne Horchspannungs — Laboratorien. In : Technische Rundschau, nr. 40, 1965, p. 49—53.

[6] * * * Leistungskatalog der Hochspannungs-Prüffelder, Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf, 1970.

[7] Hochspannungs — Laboratorium Micafil. Prospect MICAFIL, Zürich.

[8] CEI, Publication 52, Recomandation pour la mesure de tensions au moyen d'eclateurs à sphères (une sphère à la terre). Genève, 1960.

[9] FERRANTI HV Testing Equipment. Large Transformer Division. Prospect FERRANTI, Chadderton.

[10] * * * Die Ausrüstung von Hochspannungs. — Prüffelden. Prospect HAEFELY, Basel.

[11] *Kind, D.* Hochspannungstechnik heute. In : ETZ — B **21**, nr. 3, 1969, p. 49—53.

[12] *Mihăileanu, C.* și *Máthé, B.* Stația de încercări de mare putere și laboratorul de înaltă tensiune al ICEMENERG. În : Energetica, **21**, nr. 1, 1973, p. 49—57.

[13] *Streubel, H.* Das neue Hochspaunungs—Laboratorium. In : Hermsdorfer Technische Mitteilungen, nr. 26, 1969. p. 833—835.

[14] *Rangs, K.* Neue Grosstransformatoren — Montagehalle der Transformatoren Union. In : ETZ—A **94**, nr. 2, 1973, p. 125—127.

[15] *Erühauf, G.* Das neue Hochspanungsinstitut der Technischen Hochschule Darmstadt. In : ETZ—B, **15**, nr. 4, 1963, p. 78—81.

Intrat în redacție la 20.XII.1973

CZ 621.315.21.027.5/8:621—712/713

CABLURI DE ENERGIE
CRIOCABLURI
PROIECTARE
REȚELE ELECTRICE
TENSIUNE ÎNALTĂ

Criotehnica în perspectiva aplicării ei la construcția și utilizarea cablurilor de energie de înaltă și foarte înaltă tensiune

C. CRUCERU

Conf. dr. ing. Constantin Cruceru, născut în anul 1924, absolvent al Institutului politehnic—București, Facultatea Electrotehnică, doctor în științe tehnice, specialitatea „Rețele și sisteme electrice", este cercetător științific principal la Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică ICPE — București

1. Considerații preliminare

Într-o lucrare menționată în [10], s-au făcut referiri la cîteva aspecte privind construcția cablurilor criogenice. În cele ce urmează se vor dezvolta unele din acele aspecte mai importante.

Progresele înregistrate în domeniul materialelor hiperconductoare și supraconductoare, deschid calea către construcția și utilizarea, pe scară largă, a rețelelor electrice în cablu de înaltă și foarte înaltă tensiune, destinate transportului energiei electrice în curent continuu și alternativ, prin ansamblul proprietăților pe care le prezintă unele metale la temperaturi și intensități de cîmp magnetic suficient de mici, asociate micșorării și anulării rezistivității lor electrice, a

reducerii, pe această bază, a pierderilor Joule în sistemele electrice. Din evaluări preliminare rezultă că asimilarea și construcția rețelelor crioelectrice, s-a dovedit a fi cu totul justificată, în deosebi, în plaja de puteri transmise de 1 000 ...4 000 MW deoarece :

— rețelele electrice în cablu hiperconductoare din aluminiu pur, răcite la temperaturi joase de circa 25°K și supraconductoare (construite din materiale supraconductoare), sînt mai eficiente sub aspectul costului lineic și puterii transmise ; [1...5].

— rețelele electrice supraconductoare în cablu sînt mult inferioare din punct de vedere al costurilor, în comparație cu rețelele clasice pentru puteri electrice transmise, foarte mari, de peste 10 000 MW [1, 4, 5, 6, 7 8] ;

— costurile lineice a două rețele în cablu, una executată din materiale supraconductoare iar alta clasică, devin echivalente într-o zonă de puteri transmise, cuprinsă între 1 000 și 4 000 MW.

Din cele menționate mai sus reiese că, pentru transmisia puterilor foarte mari, accentul se pune pe criocabluri supraconductoare, iar competitivitatea rețelelor electrice executate din criocabluri supraconductoare este o funcție de puterea transmisă în rețea de cantitatea materialelor supraconductoare utilizate, precum și de costul investiției (echipamente de răcire, izolații termice, învelișuri ș.a.)

Cablurile electrice clasice, care transportă energia electrică la tensiuni înalte și foarte înalte nu fac apel, în timpul răcirii, la fluide criogenice, ele sînt izolate și montate în canalizări de oțel și se răcesc în uleiul, care circulă la presiunea de circa 12...15 bari, în interiorul canalizărilor respective. Capacitatea de transport a acestor cabluri este exclusiv limitată de probleme termice : căldură disipată prin conductoarele active și transmisia ei radială ; mediul ambiant în care este montat cablul și conductibilitatea lui termică. Puterea limită posibilă a fi transmisă prin cabluri clasice de energie este, în general, de 900 MVA, la tensiunea de 550 kV. Pentru a crește performanțele cablurilor clasice de energie, se utilizează pentru răcirea lor uleiuri de mică viscozitate care asigură un transfer axial al căldurii, mult mai eficient decît transferul radial. Prin aceasta, se poate dubla capacitatea de transport a cablurilor clasice, dar eficiența lor rămîne totuși limitată de mărirea numărului stațiilor de răcire a uleiului, care este necesar să fie montate de-a lungul rețelei la intervale de 1...2 km și care scumpesc cu peste 80% costul total al rețelelor electrice. transmisă prin cabluri clasice de energie, răcite cu ulei, cu circulație forțată asigurată prin stații de răcire nu poate depăși 1 200 MVA, datorită pierderilor electrice și de tensiune. Cercetări recente au eliminat acest incovenient, utilizînd ca izolant, pentru cablurile clasice de energie, un gaz electronegativ, hexafluorura de sulf, injectată la presiunea de circa 2 bari în interiorul unor țevi de aluminiu și care sînt montate, cu antretoaze de fixare din rășină epoxidică. Realizări notabile, în acest domeniu, au fost obținute în SUA de către firma „Consolidaded Edison Company" care a instalat un cablu de energie clasic, putînd să transporte o putere de 2 000 MVA la tensiunea de 345 kV. Extinderea procedeului utilizării hexafluorurii de sulf, pentru mărirea capacității de transport a cablurilor clasice de energie, s-a dovedit și ea a fi limitată de faptul că sulful în atmosferă umedă, devine un agent puternic corosiv care cu timpul pune în pericol viața cablurilor respective.

Pentru a depăși dificultățile care intervin în transportul energiei electrice prin cabluri clasice, s-a trecut la execuția cablurilor de energie hiperconductoare din aluminiu și beriliu de mare puritate, materiale conductoare, care la temperatura de cel mult 50°K, permit reducerea forțată a pierderilor electrice în rețele. Asigurarea nivelului prescris al temperaturii de răcire se poate face, în asemenea cabluri, cu ajutorul azotului lichid (la temperatura de 78°K), hidrogenului lichid (la temperatura de 20°K) și heliului gazos sub presiune. „Compania Generală de Electricitate" din Franța a realizat un cablu hiperconductor pentru 3,5 kA și 20 kV, din aluminiu de mare puritate, răcit cu heliu la presiunea de 20 bari și la temperatura de 25°K. Un cablu hiperconductor a fost de asemenea realizat de firma „General Electric" (SUA), care funcționează cu răcire de azot lichid la tensiunea de 500 kV și transportă circa 2 000 MVA. La utilizarea rețelelor hiperconductoare din aluminiu pur, se ține seama de posibilitățile oferite de acest metal, din punct de vedere al modificării rezistivității în funcție de temperatură, așa cum se arată mai jos.

Analiza variației rezistivității aluminiului cu tempratura

Variația rezistivității aluminiului pur cu temperatura pune în evidență faptul că, plaja optimă de temperatură la care el trebuie să funcționeze este de 20...50°K (tabela 1).

Tabela 1

Temperatura °K)	20	50	80	100	150	200	250	273	295
Rezistivitatea $\rho \cdot 10^6$ (ohm.cm)	0,0006	0,05	0,25	0,47	1,06	1,65	2,24	2,50	2,74

Etapa următoare în mărirea capacității de transport a rețelelor electrice în cablu o constituie realizarea *cablurilor de energie supraconductoare*, a căror funcționare se bazează pe fenomenul de supraconductivitate, descoperit în urmă cu 62 ani, de către Heike Kamerlingh Onnes, la baza căruia stă funcționarea cablurilor sub așa numita temperatură critică, zisă de tranziție, care permite scăderea bruscă, aproape totală a rezistivității lor electrice [9...13]. Temperatura critică a unui material supraconductor depinde de natura lui. Materialele supraconductoare utilizate pentru construcția cablurilor de energie trebuie să aibă o temperatură critică cît mai ridicată. Cea mai ridicată temperatură critică (21°K) a fost obținută cu un compus pseudobinar de niobiu, a cărui formulă chimică este $Nb_3(Al_{0.75}Ge_{0.25})$. Temperatura critică de funcționare a unui material supraconductor din componența unui cablu, conferă acestuia proprietăți magnetice corespunzătoare și din acest punct de vedere materialele supraconductoare sînt de trei categorii : *supraconductoare* de *tip I* (plumb, staniu), care prezintă caracteristici echivalente materialelor diamagnetice adică au permeabilitatea magnetică nulă ; *supraconductoare de tip II*, care sînt impermeabile cîmpului magnetic pînă la o anumită valoare caracteristică a acestuia (H_{c_1}), care, depășită, face ca materialele respective să nu mai revină la starea rezistivă și să rămînă supraconductoare (ele revin la starea normală la o valoare caracteristică a cîmpului magnetic H_{c_2}) ; *supraconductoare de tip III* sînt similare celor de tip II, însă posedă valori mai ridicate ale cîmpului magnetic H_{c_2} (circa 100 kOe).

2. Legile care guvernează funcționarea criocablurilor de înaltă și foarte înaltă tensiune

S-au arătat mai sus considerentele generale de alegere a criocablurilor de energie, utilizate în trnasportul energiei electrice de înaltă și foarte înaltă tensiune și s-a subliniat importanța supraconductibilității în alegerea materialelor conductoare care intră în componența rețelelor electrice. În cele ce urmează vom prezenta succint legile care guvernează funcționarea criocablurilor supraconductoare. Criocablurile supraconductoare fac în prezent obiectul unor cercetări complexe în diferite țări. Cercetările au pus în evidență că supraconductibilitatea lor se manifestă sub o anumită temperatură critică T_c (mai mică decît circa 20°K) și sub anumit cîmp magnetic critic H_c ($10^2...10^3$ Oe), funcție de temperatura T (°K) și se caracterizează, atît prin anularea rezistivității electrice în curent continuu și în curent alternativ, cît și prin proprietatea de anulare a inducției magnetice interioare B_i, pe baza efectului Meissner-Ochsenfeld [1]. Anularea inducției magnetice interioare B_i se produce în orice punct al regiunii supraconductoare din planul (H_i, T), indiferent de modul cum s-a ajuns la punctul respectiv.

Teoria macroscopică actuală a supraconductibilității, conform lucrărilor lui London, se bazează pe o modificare a ecuațiilor lui Maxwell. Se postulează că densitățile de sarcină și densitățile de curent $\bar{j}$, în cabluri, sînt formate dintr-un termen normal (ρ_n, $\bar{j}_n$) și dintr-un termen supraconductor (ρ_s, $\bar{j}_s$), această descompunere avînd loc în proporții determinate de temperatură astfel, încît, cînd T scade de la $T_{critică}$ [°K], ρ_n scade de la ρ la „zero" iar ρ_s crește de la „zero" la ρ. De aceea, putem scrie cîte o ecuație de continuitate, pentru fiecare componentă a lui $\bar{j}$ și ρ respectiv :

$$\operatorname{div} \bar{j}_n + \frac{\partial \rho_n}{\partial t} = 0 ; \quad \operatorname{div} \bar{j}_s + \frac{\partial \rho_s}{\partial t} = 0.$$

cu : $\bar{j} = \sigma \cdot \bar{E}$ (legea lui Ohm).

Densitatea j de curent supraconductor se poate exprima prin ecuația diferențială :

$$\frac{\partial}{\partial t}(\Lambda \cdot \bar{j}) = \bar{E},$$

în care : Λ este constanta lui London, rezultată din relația adîncimii de pătrundere $\delta = \sqrt{\frac{\Lambda}{\mu_r \mu_0}}$, ($\mu_r$) este permiabilitatea relativă a materialului supraconductor care intră în componența cablurilor, iar μ_0 permitivitatea vidului.

În teoria clasică macroscopică a supraconductibilității, ecuațiile generale care se pot scrie și pentru condițiile de funcționare a criocablurilor sînt :

a. ecuațiile lui Maxwell :

$$\left.\begin{aligned} \operatorname{rot} \bar{H} &= \bar{j} + \frac{\partial \bar{D}}{\partial t} \\ \operatorname{rot} \bar{E} &= -\frac{\partial \bar{B}}{\partial t} \\ \operatorname{div} \bar{D} &= \rho_v \\ \operatorname{div} \bar{B} &= 0 \end{aligned}\right\}, \tag{1}$$

b. ecuațiile inducției electrice și magnetice în funcție de cîmpul electric, respectiv magnetic :

$$\left.\begin{aligned} \bar{D} &= \varepsilon \cdot \bar{E} \\ \bar{B} &= \mu \bar{H} \end{aligned}\right\}, \tag{2}$$

c. ecuațiile lui London :

$$\left.\begin{aligned} \operatorname{div} j_n &= -\frac{\partial \rho_n}{\partial t} \\ \operatorname{div} \bar{j}_s &= -\frac{\partial \rho_s}{\partial t} \\ \frac{\partial}{\partial t}(\Lambda \bar{j}_s) &= \bar{E} \end{aligned}\right\}, \tag{3}$$

în care : $(\bar{j}_n, \bar{j}_s)$ și (ρ_n, ρ_s) sînt componentele normală și semiconductoare ale densității de curent și rezistivității electrice.

Din punct de vedere microscopic, al mecanicii cuantice, transmisia curenților prin criocabluri supraconductoare se face prin perechi de electroni (particule Bose), iar calculul rezistivității și cantităților de electricitate transmise se efectuează cu ajutorul ecuației lui Schrödinger și a teoriei lui Bardeen, Cooper și Schriffer, puse în evidență de ecuația :

$$\psi(r) = [\rho(r)]^{1/2} \cdot e^{\alpha j}{}_r, \qquad (4)$$

în care :

ψ este funcția de undă ca funcție de punct r ;
ρ — rezistivitatea metalului ;
θ — faza funcțiunii de undă.

Conform relației [4], ecuația lui Schrdöinger poate fi scrisă, de asemenea, sub forma :

$$h\frac{\partial \theta}{\partial t} = -\frac{mv^2}{2} + q\Phi - \frac{h^2}{2m}\left[\frac{1}{\sqrt{\rho}}\nabla^2(\sqrt{\rho})\right] \qquad (5)$$

în care :

q este cantitatea de electricitate a particulei Bose ;

Φ — fluxul electric microscopic ;
h — constanta lui Planck ;
m — masa particulei Bose.

Din relația (5) putem reduce, pe o altă cale, analitică, mărimea rezistivității în condițiile unui criocablu executat din materiale supraconductoare.

3. Preocupări existente în țară pentru asimilarea de cabluri criogenice în vederea construirii unor rețele experimentale în cablu

După cum am arătat la punctul 1, problema care preocupă actualmente energeticienii și electrotehnicienii din diferite țări este creșterea capacității de transport a rețelelor electrice în cablu. Aceasta se datorește faptului că, studiile de prognoză asupra consumului și producției energiei electrice arată creșteri impresionante atît în concentrarea consumului de energie electrică, cît și în capacitățile de transport. În perioada anilor 1980— 2000 se apreciază că va fi posibil, din punct de vedere tehnic, ca unitățile producătoare de energie electrică să atingă valori de 2 000—4 000 MW pe grup, producția concentrîndu-se în supercentrale de circa 20 000 MW. Studiile întocmite în ultimii ani, au arătat că pentru creșterea capacităților de transport ale rețelelor în cablu, soluțiile puse în discuție constau în adoptarea transportului la tensiuni ultraînalte, introducerea transportului în curent continuu la tensiuni ultraînalte prin utilizarea cablurilor supraconductoare.

În România se prognozează pentru anul 2000 o putere consumată la vîrf de circa 84 GW. Ținînd seama de rezervele de reparații și avarie. se estimează o putere instalată de circa 100 GW. Dacă se consideră că ele sînt de 40% din consum, va fi în apropierea centralelor, iar pentru 60% din consumatori va fi necesar ca energia să se transporte, rezultă că la capacitatea de transport a unei artere de 400 kV, a circa 1 000 MW pe circuit ar fi necesar circa 65...80 artere de 400 kV, pentru transportul energiei electrice la consumator. În asemenea condiții, se pune problema adoptării unei noi trepte de tensiune de 765 kV, care să asigure capacități de transport mai ridicate de ordinul a circa 4 000—5 000 MW pe un circuit. Adoptarea unei trepte superioare de tensiune în țara noastră către anii 1990—2000 impune reducerea nivelului supratensiunilor de comutație, pînă la valori relative de ordinul 1,5—2 pentru a nu scumpi izolația instalațiilor electrice și implicit a cablurilor electrice, precum și asimilarea unor tipuri de cabluri criogenice, care să conducă la pierderi Joule minime, în sistemele electrice, de cel mult 100 W/km.

În sensul celor arătate, se întreprind cercetări, pentru alegerea tipurilor de cabluri criogenice, orientîndu-se către cabluri criogenice hiperconductoare din aluminiu pur răcite la 25°K pentru rețele în cablu pînă la 220 kV și către cabluri criogenice superconductoare din conductori de niobiu pentru rețele în cablu de peste 220 kV pentru care, H_{c1}, la temperatura de 4,2°K este de (1,1...1,2). . 10^5 A/m.

Cu ajutorul relațiilor scrise în (1), (2), (3), (4) și (5), ne orientăm cercetările în vederea stabilirii cîmpurilor densităților de curent (normală și supraconductoare) și a rezistivităților (normală și supraconductoare), pentru adoptarea geometriilor cablurilor criogenice și a izolației, care va fi utilizată (folie de polietilenă și folii de politetrafluoretilenă) și răcire cu heliu lichid. Mărirea conductelor de răcire pentru circulația heliului va fi determinată de necesitatea de a furniza un volum suficient de heliu, în raport cu periferia conductorului, pentru a preveni o creștere excesivă a temperaturii cablurilor criogenice la suprasarcină. Pentru ca să obținem tipuri de criocabluri eficiente din punct de vedere tehnic și economic vom condiționa, prin calcul că pierderile dielectrice în izolație să nu depășească valoarea corespunzătoare tg $\delta = 5 \cdot 10^{-5}$.

În funcție de aceste considerente, vor fi folosite două tipuri de izolații și anume : vidul și heliu lichid sau dielectrici solizi foliați (folii din polietilenă și pentru temperaturi mai ridicate folii din politetrafluoretilenă). Izolația cablurilor criogenice va fi realizată, de asemenea, prin înfășurarea benzilor de propilenă sau de polietilenă

în prezența heliului, sistem care va permite obținerea unor învelișuri izolante cu o mare rigiditate dielectrică și cu pierderi dielectrice minime. Datele obținute, în urma efectuării unor încercări electrice, au permis să se concluzioneze că izolațiile pentru criocabluri din polipropilenă și poliamide, condiționate la temperatura de 5°K, au $\operatorname{tg}\delta = 2{,}5 \cdot 10^{-5}$, adică mult sub pragul periculos, caracteristic apariției în cabluri a unor cavități ionizate, care, finalmente, pot conduce la străpungerea electrică a criocablurilor de înaltă și foarte înaltă tensiune.

Pentru izolarea criocablurilor cu dielectrici solizi se va avea în vedere ca alegerea izolației să se facă în funcție de trei nivele ale puterii electrice, aparente, adică de 0,5—3—5 GVA. În acest caz, criteriile de caracterizare a criocablurilor vor fi : tensiunea de funcționare (kV), raza conductorului de fază, raza ansamblului de conductoare (R_E), conductivitatea termică (W/m°K) permitivitate relativă și tangenta unghiului de pierderi. Aceste criterii sînt ilustrate, valoric, în tabela 2.

Tabela 2

Criterii pentru alegerea dielectricilor solizi utilizați la izolarea criocablurilor de înaltă și foarte înaltă tensiune

Puterea electrică aparentă (GVA)	0,5	3	35
Tensiunea de funcționare (kV)	66	98	124
Raza conductorului de fază (mm)	10	20	27
Raza ansamblului de conductoare R_E (mm)	56	110	143
Conductivitate termică (W/m°K)	10^{-5}	10^{-5}	$2 \cdot 10^{-5}$
Permitivitate relativă (ε)	1,4	2,4	2,9
Tangenta unghiului de pierderi (tg)	$2 \cdot 10^{-5}$	$7 \cdot 10^{-6}$	$4 \cdot 10^{-6}$

Datele indicate în tabela 2, împreună cu costul general mai scăzut și costul de refrigerare la distanța optimă, arată că varianta alegerii unor cabluri criogenice supraconductoare cu două perechi de tuburi coaxiale pe fază, este cu circa 5% mai ieftină decît varianta cu un singur tub pe fază. Printr-un calcul economic s-a determinat că, pentru o putere de 3 GVA, un criocablu izolat cu dielectric solid poate fi cu 15—30% mai ieftin decît cablurile criogenice izolate cu vid și heliu.

În ceea ce privește sistemul de refrigerare a criocablurilor este necesar să orientăm cercetările, ținînd seama de configurația criocablurilor, către prevederile termice și izolația cablurilor.

Sistemele de refrigerare a criocablurilor au, în principal, rolul de a produce și menține frigul în aceste cabluri. Configurația liniară a unui cablu criogenic face ca suprafețele de schimb cu mediul, la temperatura ambiantă, să fie relativ mari. Pierderile prin radiație, conducție și convecție trebuie să fie limitate printr-o izolație termică eficace. Între 4,4 și 77°K, pentru cablurile supraconductoare, această izolație poate fi asigurată de un spațiu sub vid. Nivelul de temperatură de 77°K se poate menține printr-un ecran termic, realizat, în general, din aluminiu răcit prin tuburi, în care circulă azot lichid. Izolația între 77 și 300°K poate fi realizată, fie dintr-un supraizolant din folii de polietilenă aluminizat, fie din pulberi de alumină.

Supraizolantul prezintă o eficacitate mai bună pentru o grosime dată, dar costul este ridicat și, în plus, nu trebuie supus la nici o solicitare. Pulberea în vid are performanțe mai puțin bune și trebuie utilizată cu grosimi mai mari. Un inconvenient al acestui izolant este capacitatea mare de absorbție a vaporilor de apă la 300°K, ceea ce necesită o degazare la cald înainte de a fi dată în exploatare. În acest scop, s-au întreprins deja unele studii și cercetări, în curs de desfășurare, pentru definitivarea unei metode de refrigerare, a criocablurilor de înaltă și foarte înaltă tensiune.

4. Concluzii

În lucrare au fost subliniate importanța criocablurilor în construcția de rețele electrice pe plan internațional și în țara noastră. S-au indicat, de asemenea, relațiile de calcul pentru proiectarea criocablurilor, precum și preocupările actuale existente în țară pentru construcția rețelelor criogenice în cablu.

Bibliografie

[1] *Feynman, P. R.* Lectures on physics, Quantum mechanics, Addison Wesley, Reading, Massachusettes, 1969.

[2] *Chester, P. F.* Superconducting magnet, Electricity Council Research Center, Capluhurst, Chester, 1969.

[3] *Macerick, C.* Superconducting magnet technology in advances in electronics and electron physics vol. **23**, Academic Press, New York, 1967.

[4] *Kim, Y. B., Hempstead, C. F., Struad, A. R.* Flux creep în hard superconductors, În : Phys. Rev. vol. **131**, 2 486, 1963.

[5] *Hancox, R.* Stabilization of superconducting magnets. In : Proc. Second Intern. Conf. on Magnet Technology, Oxford, 1968, p. 477.

[6] *Smith, R. V.* Proc. 1968 Summer Study of superconducting devices and accelators. Part I. Brookhaven, 1968, p. 249.

[7] Experimental and theoretical studies of filamentary superconducting composites. Rutherford Preprint, RPP/A73, 1969.

[8] *Hancox, R.* IEEE Trans. Magnetics, nr. 4, 486 mai 1968, p. 530—534.

[9] *Vechhio, P. Sacerdoti, G. Veca, G. M.* Perdite elettriche in conduttorie superconduttori ecciati con tensioni a gradino. LNF 71/75, CNEN (1971).

[10] *Cruceru, C.* Aspecte cu privire la construcția și utilizarea cablurilor criogenice în rețelele și sistemele electroenergetice. În : Electrotehnica ; vol. 21, nr. 12, dec. 1973, p. 458—464

Intrat în redacție la 5.IX. 1973

Notă către autori

În scopul de a facilita o „memorizarea" și ulterior regăsirea articolelor de către organele de documentare, care folosesc metode moderne de informare, începînd cu luna ianuarie 1975 revista „Electrotehnica, Electronica și Automatica" introduce indexarea articolelor prin „cuvinte-cheie".

În acest scop, în viitor, fiecare autor își va caracteriza articolul prin 3—6 termeni descriptori, pe care îi va înscrie, în ordine alfabetică, în partea din dreapta sus, a articolului și a rezumatului, redîndu-i (pe cît posibil) pe filă separată și în limbile străine de largă circulație.

În lipsa altei documentații, privind indexarea prin cuvinte-cheie, se vor lua de bază indicațiile de mai jos.

Cuvintele-cheie trebuie alese în așa fel, încît combinarea lor să permită reprezentarea cu o precizie suficientă a conținutului lucrării.

Sarcina indexării revine autorului, care cunoaște cel mai bine conținutul documentului elaborat, însă un titlu bine ales, un rezumat de autor redactat convenabil — astfel ca să scoată în evidență punctele esențiale ale lucrării (obiectul cercetării sau studiului, rezultatele obținute, metodele utilizate, caracteristicile remarcabile ale produsului, progresele constructive obținute etc.) — furnizează cele mai bune baze de indexare a documentului.

Reguli de alegere

a. Fiecare cuvînt sau grup de cuvinte trebuie să corespundă unei noțiuni precise și unice. Exemplu : înaltă tensiune ; factor de putere.

b. Unele grupuri de cuvinte, fiind în fond o asociație de două noțiuni independente, trebuie să fie prezentate sub forma a două cuvinte-cheie distincte. Exemplu : conductoare în fascicul = conductor ; fascicul.

La fel se procedează cu noțiunile a căror împerechere nu constituie regula. Ex : mașină de c.c. protejată contra prafului = mașină de c.c. + mașină protejată contra prafului ; înfășurare electrică cu pas întreg = înfășurări electrice + pas diametral.

c. Dimpotrivă, nu se vor separa cuvintele a căror împerechere implică o noțiune bine determinată, ca : transformator de tensiune ; pas polar la colector ; pană de crestătură etc.

d. Cuvintele care nu reprezintă o noțiune precisă de informare, ca : produs, material, corpi agent, efect, procedeu, dispozitiv, fenomen etc,. nu pot constitui cuvinte-cheie. Exemplu materia, de umplutură = umplutură ; fenomen de supratensiune = supratensiune.

e. Un compus chimic bine definit constituie un singur cuvînt -cheie. Ex : hexafluorura de sulf.

Clasele generale de corpuri chimice trebuie însă să fie indexate cu ajutorul unor cuvinte-cheie independente. Ex : clorură alcalină = clorură + alcalin.

f. Adjectivele se vor folosi drept cuvinte-cheie de sine stătătoare numai atunci cînd au, în domeniul respectiv, o semnificație consacrată, frecvent utilizată. De ex : sincron, asincron, protejat contra picăturilor etc.

Fără a se abuza, ele se vor folosi în unire cu substantive, în noțiuni consacrate. De ex. : saturație magnetică, *sarcină* reactivă, *schemă* echivalentă *etc.*

De cîte ori este posibil, adjectivele se vor reda însă prin substantive comune. De ex. : șunt rezonant = șunt + rezonanță ; oscilație amortizată = oscilație + amortizare.

Pentru documentare mai amplă se consultă „vocabularul controlat" pentru electrotehnică întocmit în I.C.P.E.

Indicații redacționale

Mijloacele de care dispune redacția revistei fiind limitate, în scopul economisirii timpului și materialelor, autorii sînt rugați a se conforma indicațiilor de mai jos.

Manuscrisele vor avea o întindere maximă de 10 pagini dactilografiate la două rînduri și vor fi predate redacției în două exemplare, ambele colaționate de autor.

Fiecare lucrare va fi caracterizată de autor prin 3...6 termeni descriptori, care se vor înscrie în partea dreaptă sus, pe prima pagină a lucrării și a rezumatului de autor.

Relațiile matematice se vor scrie cît mai clar, cu tuș sau cu cerneală, dîndu-se atenție deosebită așezării și mărimii indicilor, astfel ca aceștia să fie corect identificați și culeși la tipografie.

Desenele și graficele vor fi executate în tuș negru, pe hîrtie de calc, se vor numerota ca în text și vor fi puse într-un plic anume. Locul figurilor se va indica în text, fără a se lăsa spațiul corespunzător. Scrisul pe figuri va fi cel standardizat.

Textul explicativ al figurilor se va scrie pe o filă separată. Tabelele se vor scrie fiecare pe file separate, indicîndu-se locul lor în text, ca și pentru figuri.

Pentru fiecare lucrare, se va da bibliografie de referință indicîndu-se în mod obligatoriu:

a) numele și inițiala de prenume ale autorului, titlul în limba originală, traducerea în limba română în paranteze;

b) ediția, numărul volumului, locul publicării, editura, anul apariției, numărul total de pagini, pagina în care este indicată bibliografia, pentru cărți;

c) denumirea periodicului, numărul anului de apariție (sau volum), numărul de ordine al periodicului, luna și anul publicării, pagina inițială și finală a articolului, numărul de referințe bibliografice, pentru articole din periodice.

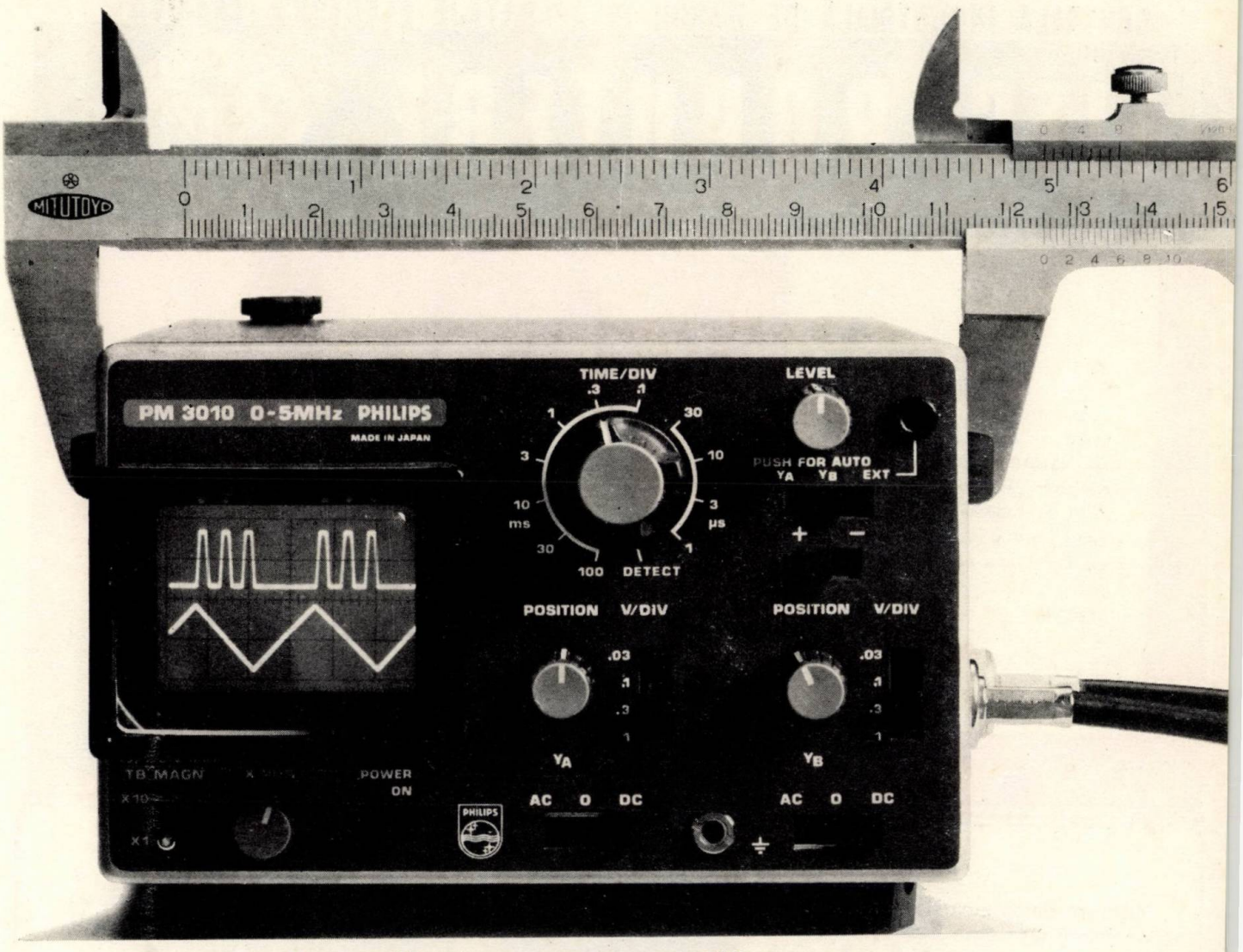
Bibliografia se va întocmi separat în 2 exemplare în ordinea de citare în text și se va numerota curent. Referințele la bibliografie se vor face în text, prin indicarea numărului de ordine al lucrării, încadrat în paranteze drepte.

Separat de text se va preda tot în două exemplare un scurt rezumat al lucrării (rezumatul de autor) în limba română și, pe cît posibil, traducerea lui în limbile engleză, rusă, franceză și germană.

Odată cu fiecare articol se va preda redacției și o fotografie a autorului (autorilor) și o notiță cu următoarele date: numele și prenumele, institutul și facultatea absolvite, data absolvirii, funcția pe care o deține; titluri științifice pe care le posedă.

Întreaga responsabilitate pentru exactitatea calculelor, datelor experimentale și afirmațiilor științifice revine autorilor. Redacția își rezervă dreptul de a nu publica materiale care sînt necorespunzătoare sau nu respectă indicații.

Respectarea standardelor în vigoare, în special în ce privește simbolurile și unitățile de măsură, trebuie să constituie o preocupare continuă pentru fiecare autor.



In mărime naturală: 5 MHz: Două spoturi

Aceste noi miniosciloscoape pot fi folosite oriunde.
Acolo unde spatiul este limitat, nu există tensiune de rețea, acolo unde transportul unui osciloscop greu nu este de dorit, ele pot fi utilizate cu succes.
Fixarea osciloscopului cu o curea în jurul gîtului, după cum se vede în figură, permite eliberarea ambelor mîini în situații diferite.

Banda 5 MHz. Cîntărește numai 1,8 Kg, cu baterii care se pot reîncărca (opțional) Există si un model cu un singur spot, cu sensibilitatea 10 mV.

In plus, bateriile care se vor încărca permit 5 ore de măsurători independent de tensiunea de rețea.
Puteți transporta și utiliza un astfel de osciloscop oriunde.
Detalii puteți obține de la reprezentanța Philips sau scriind la:
Philips Industries
PIT Export Dept.
Eindhoven, The Netherlands,
Buildg. TQ III-2

PHILIPS

PHILIPS

CENTRALA INDUSTRIALĂ DE MASINI SI APARATAJE ELECTRICE - CRAIOVA

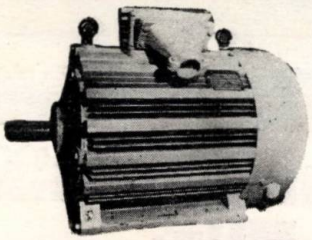
ELECTROPUTERE

1949-1974

CALEA BUCUREŞTI 244 tel. 20060

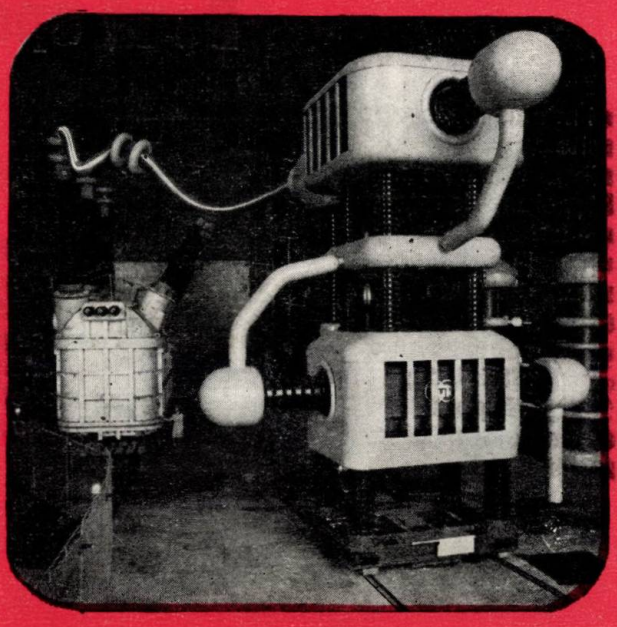
Fabrică:
Locomotive Diesel — electrice şi electrice, care pot fi văzute pe magistralele multor ţări din Europa şi Asia. Sînt destinate transportului de mărfuri şi călători pe căi ferate cu ecartament normal: pot funcţiona în dublă tracţiune.

Motoare electrice asincrone trifazate de joasă tensiune, închise, cu rotorul în scurt-circuit tip MIB — 2 — 315 executate cu consum redus de metal.

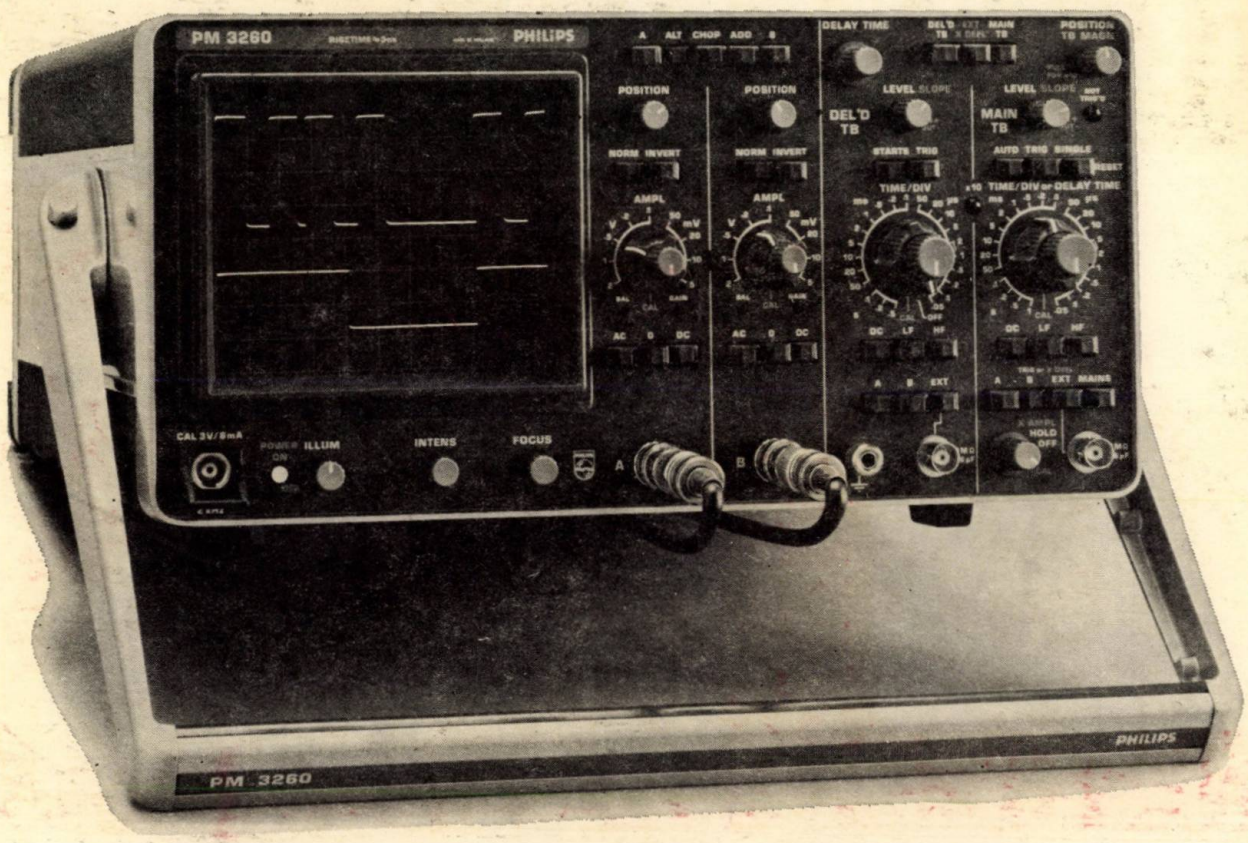


Dezvoltă puteri în gama a 45—200 kW. Se pot executa pentru:
— funcţionarea în climat tropical;
— frecventa de 60 Hz;
— alte tensiuni de alimentare.

Transformatoare de curent CESI-66, 110 kV, în concepţie proprie, destinate alimentării aparatelor de măsură şi dispozitivelor de protecţie în instalaţiile electrice exterioare cu tensiunea nominală de 66 kV, respectiv 110 kV şi frecvenţa de 50 Hz.



Transformatoare de mare putere şi înaltă tensiune pînă la 400 MVA 400 kV, ale căror performanţe sînt verificate prin încercările executate în laboratorul de înaltă tensiune.



Trei mari diferenţe: 120 MHz, 9 Kg şi o construcţie logică

Prin diferenţă: o bandă de 120 MHz care ţine mai mult decît pasul cu progresul componentelor electronice.

A doua: greutate numai 9 Kg deoarece fiecare Kg contează în activitatea de service.

A treia: construcţia logică va permite să efectuaţi măsurătorile mai uşor, mai repede şi cu mai puţine posibilităţi de erori. (Unul din exemple îl constituie separarea controalelor bazei de timp principale şi a celei întîrziate, pentru a se evita orice ambiguitate).

Aceste trei mari diferenţe fac din noul PM 3260 osciloscopul ideal pentru dezvoltarea, încercarea şi depanarea sistemelor de comunicaţii, control şi calcul.

Noul osciloscop PM 3260 cîntăreşte numai 9 Kg ceea ce constituie o plăcută surpriză mai ales cînd parcarea a ajuns o problemă.

Mai mult:

Multiplele avantaje ale osciloscopului 3260 includ:

o imagine clară la frecvenţele cele mai înalte.

utilizarea pe scară largă a circuitelor hibride cu strate subţiri

o sursă de alimentare de putere mică care poate fi alimentată la orice tensiune şi frecvenţă curentă de reţea şi în plus şi de la curent continuu;

o proiectare curentă modulară şi precisă, uşor de controlat şi depanat.

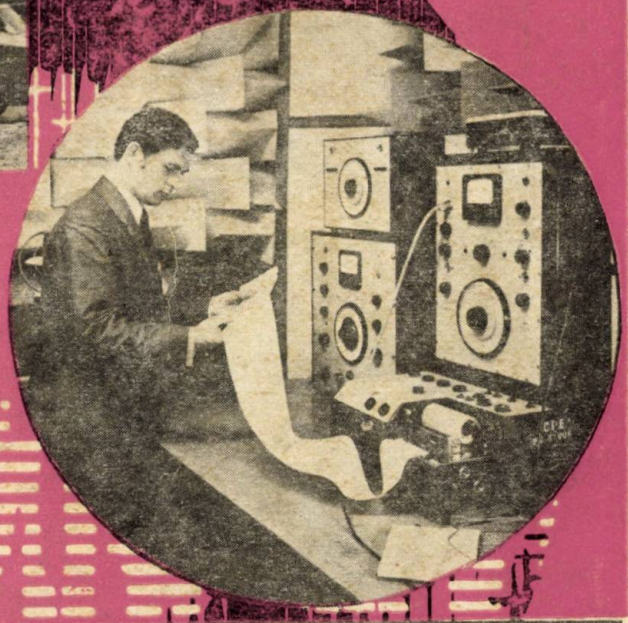
Puteţi afla mai multe scriind la:

Philips Industries
PIT Export Dept.
Eindhoven, The Netherlands,
Buildg. TQ III-2

PHILIPS

PHILIPS

Institut decorat cu ordinul muncii clasa I

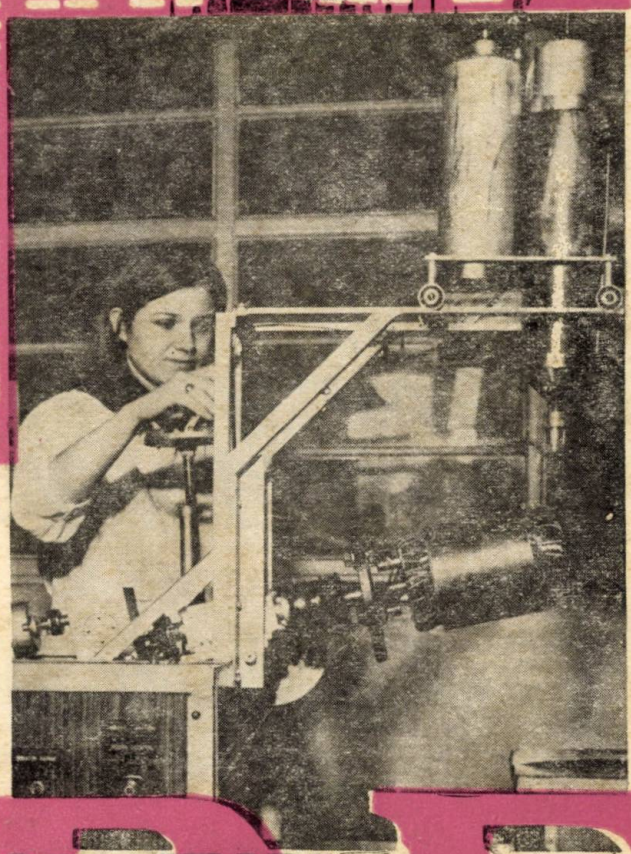


Intenționați desigur să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive!

Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine!

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dv. doriți standuri de încercări și metode care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele!

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite?



La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.

INSTITUTUL DE CERCETARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

ICPE

BUCUREȘTI, — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00

E 2040

R

TK

REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 23 • Nr. 2 • FEBRUARIE 1975

Elektrotechnik

Vizitaţi Tîrgul din Hanovra şi

VEŢI FOLOSI RAŢIONAL NOILE DEZVOLTĂRI

Electrotehnica, inclusă în aplicaţii industriale, aprovizionare, comerţ, sectorul meşteşugăresc şi prestările de serviciu, este demonstrată de **1 620 de expozanţi** ai electrotehnicii la Tîrgul din Hanovra.

Cum este întîmpinată, de exemplu, scumpirea materiilor prime în producerea energiei electrice? Ce se poate face pentru distribuţia energiei la dimensionarea unor construcţii mai mici? Cum ajută tehnica instalaţiilor şi tehnica aparatelor de uz casnic pe meseriaşi la raţionalizarea muncii lor şi la planificarea tuturor instalaţiilor electrice? Ce progrese se înregistrează în domeniile iluminatului ultrasunetelor, microsudurii, bobinajului şi înfăşurărilor? La acestea toate şi la mii de alte întrebări actuale electrotehnica găseşte mereu răspunsul sub forma unor noi dezvoltări utilizabile în practică.

La Tîrgul din Hanovra sînt concentrate 6 mari standuri în specialitatea electrotehnică. Ele vă oferă atît o privire de ansamblu, cît şi informaţii amănunţite. Aici nu este vorba numai de ceva tipărit pe hîrtie, aici puteţi vedea cu ochii dv progresul şi îl puteţi trăi sub diferite aspecte; puteţi studia, puteţi discuta cu specialiştii.

Faceţi uz de neobişnuita lărgime, densitate şi precizie de informaţii, pe care vi le oferă numai TÎRGUL DIN HANOVRA.

Îngrijiţi-vă să pătrundă în casa dv idei şi impulsuri noi, care să se transforme în activităţi.

Tehnica electroenergetică, maşini şi aparate

Maşini electrice
Transformatoare
Mutatoare
Surse primare şi secundare
Condensatoare pentru curenţi tari
Aparate comutatoare pentru tensiuni înalte
Aparate comutatoare pentru tensiuni joase
Instalaţii şi conducte
Cabluri
Garnituri de cabluri şi armături de conducte
Prelucrare electromecanică
Sudare şi lipire electrică
Tratamente electrotermice
Prelucrare electrochimică şi electrofizică
Aparate şi instalaţii electrice pentru producţie şi montaj

Tehnica măsurării electrice şi electronice şi a automatizării

Aparate
Instalaţii şi sisteme
Aparate şi instalaţii (aranjate după mărimi)
Aparate şi instalaţii (aranjate după procedee)

Instalaţii electrice şi tehnica electrocasnică, electronica distractivă

Aparate, instalaţii
Aparate de uz casnic
Aparate de radio, televiziune şi de sunet
Antene de recepţie
Piese şi accesorii electroacustice
Aparate audiovizuale şi instalaţii cu destinaţii comerciale

Componente electronice

Componente active
Componente pasive
Componente electromecanice

Tehnica iluminatului

Iluminat
Lămpi cu incandescenţă
Lămpi de descărcare

Telecomunicaţii

Telegrafie
Radio
Semnalizatoare şi siguranţe
Temporizatoare

Calitatea de informare pe care nu o puteţi găsi în altă parte

O aflaţi, începînd de miercuri 16. IV. 1975

Conferinţe — completări raţionale ale ofertei

Conferinţele adîncesc şi intensifică calitatea de informare a Tîrgului de la Hanovra. Pentru sfera dv. de interes s-au prevăzut următoarele manifestări:

Conferinţa de aparate electrotehnice (ETG) 1975

Tematica generală: mutatoare mici şi foarte mici

Organizator: Societatea de electrotehnică VDE, Hanovra, în colaborare cu societatea pe acţiuni a tîrgului (AG).

Data: marţi, 22. IV. şi miercuri 23.IV.1975.

Cereţi lista expozanţilor şi toate informaţiile care vă interesează la societatea pe acţiuni a tîrgului — AG, D-3000 Hannover — Messegelände

la Tîrgul din Hanovra

din 16—24 aprilie '75

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 19 Electrotehnica nr. 2 februarie 1975

SUMAR

CZ 621.313.333 : 530.17

MODELARE NUMERICĂ
MOTOR PAS CU PAS
MOTOR CU REACȚIE

Crivii, M. și *Trifa, V.* : **Studiul funcționării motorului pas cu pas reactiv prin modelare numerică.**
E.E.A. — **Electrotehnica 23,** nr. 2, feb 1975, p. 53

Sînt deduse ecuațiile de funcționare ale motorului pas cu pas reactiv, care permit studierea modului de funcționare a motorului, și a influenței diferiților parametri asupra acesteia.

CZ 621.316.722.1.001.2

FEROREZONANȚĂ
SARCINA INDUCTIVĂ
STABILIZATOR DE TENSIUNE

Prisăcaru, V. ș.a. : **Proiectarea și realizarea unor stabilizatoare de tensiune ferorezonante pentru alimentarea sarcinilor inductive.**
E.E.A. — **Electrotehnica 23,** nr. 2, feb 1975, p. 57

În articol sînt prezentate cîteva probleme privind funcționarea stabilizatoarelor de tensiune cu ferorezonanță de curenți.

CZ 621.317.784 : 538.551.3

CIRCUIT ELECTRIC
REGIM PERIODIC NESINUSOIDAL
WATTMETRU ELECTRODINAMIC

Golovanov, C. și *Ifrim, A.* : **Asupra funcționării wattmetrului electrodinamic în regim deformant.**
E.E.A. — **Electrotehnica 23,** nr. 2, feb 1975, p. 63

În lucrare se studiază comportarea wattmetrului electrodinamic în regimurile periodice nesinusoidale ale circuitelor electrice.

CZ 621.3.048 : 621.315.613

CERCETĂRI TEHNICE
HÎRTIE DE MICA
IZOLAȚIE CLASA F

Stamate, S. ș.a. : **Cercetări și experimentări în vederea introducerii izolației clasă F în construcția mașinilor electrice de 6 kV, din profilul I.E.P.C.**
E.E.A. — **Electrotehnica 23,** nr. 2, feb 1975, p. 70

Sînt redate, pe scurt, rezultatele cercetărilor și experimentărilor efectuate în vederea introducerii izolației clasă *F* în construcția mașinilor electrice de 6 kV de la I.E.P.C., folosind materiale pe bază de hîrtie de mică din import și din țară.

CZ 629.1.066

FAR AUTOVEHICUL
INTENSITATE LUMINOASĂ
REFLECTOR PARABOLIC

Oberst, L., Szilagyi, Al. : **Studiul determinării repartiției intensității luminoase la reflectoarele parabolice ale farurilor de autovehicule.**
E.E.A. — **Electrotehnica 23,** nr. 2, feb 1975, p. 77

În lucrare se prezintă o metodă proprie de calcul al repartiției intensității luminoase la reflectoarele parabolice ale farurilor de autovehicule în cazul sursei luminoase plasate în focar, precum și rezultatele verificărilor experimentale, care confirmă concluziile obținute pe cale teoretică.

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

CZ 621.326.7

LAMPA CU HALOGENI
SURSE DE LUMINĂ CU INCANDESCENȚĂ

Ivanovici, C. : **O sursă de lumină cu incandescență, lampa cu hologeni**
E.E.A. — **Electrotehnica 23,** nr. 2, feb 1975, p. 87

CZ 64.06 : 621.3.016.4

APARATE DE ÎNCĂLZIT
ENERGIE ELECTRICĂ

Miron, D. : **Considerații privind perspectiva aparatelor electrice de uz casnic în condițiile economisirii energiei electrice.**
E.E.A. — **Electrotehnica 23,** nr. 2, feb 1975, p. 93

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.313.333:530.17

ДВИГАТЕЛЬ С РЕАКЦИЕЙ
ДВИАТЕЛЬ ШАГ ЗА ШАГОМ
МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧИСЛОВОЕ

Кривий, М., Трифа, В.: **Исследование действия реактивного двигателя шаг за шагом методом числового моделирования.**
Е.Е.А. — **Electrotehnica 23,** nr. 2, feb 1975, стр. 53

Выведены уравнения функционирования реактивного двигателя шаг за шагом, позволяющие исследования обара действия двигателя и влияние различных параметров на функционирование.

УДК 621.316.722.1.001.2

НАГРУЗКА ИНДУКТИВНАЯ
СТАБИЛИЗАТОР НАПРЯЖЕНИЯ
ФЕРОРЕЗОНАНС

Присэкару, В. и др.: **Проектирование и осуществление ферорезонансных стабилизаторов напряжения для питания индуктивных нагрузок.**
Е.Е.А. — **Electrotehnica 23,** nr. 2, feb 1975, стр. 57

В статье представлено несколько проблем относительно функционирования стабилизаторов напряжения с токовым ферорезонансом.

УДК 621.317.784:538.551.3

ВАТМЕТР ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ
РЕЖИМ ПЕРИОДИЧЕСКИЙ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫЙ
ЦЕПЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ

Голованов, К. и *Ифрим, А.:* **Относительно функционирования электродинамического ватметра в деформантном режиме.**
Е.Е.А. — **Electrotehnica 23,** nr. 2, feb 1975, стр. 63

В статье исследуется поведение ватметра электродинамического в периодических несинусоидальных режимах электрических цепей.

УДК 621.3.048:621.315.613

БУМАГА СЛЮДИНИТНАЯ
ИССЛЕДОВАНИЯ ТЕХНИЧЕСКИЕ
ИЗОЛЯЦИЯ КЛАССА Ф

Стамате, С. и др. **Исследования и испытания с целью внедрения изоляции класса Ф в конструкцию электрических машин 6 кВ, изготовленных в IEPC.**
Е.Е.А. — **Electrotehnica 23,** nr. 2, feb. 1975, стр. 70

Представляются, вкратце, результаты исследований и испытаний проведенных с целью внедрения изоляции класса Ф в конструкцию машин 6 кВ из IEPC, используя материалы на основе зарубежной и местной слюдинитной бумаги.

УДК 629.1.066

ИНТЕНСИВНОСТЬ СВЕТОВАЯ
РЕФЛЕКТОР ПАРАБОЛИЧЕСКИЙ
ФАРА

Оберст, Л., Силаги, Ал.: **Изучение световой интенсивности у параболических рефлекторов фар, в случае светового источника, установленного в фокусе.**
Е.Е.А. — **Electrotehnica 23,** nr. 2, feb 1975, стр. 77

В работе представлен собственный метод размещения световой интенсивности у параболических рефлекторов фар средств передвижения в случае светового источника, установленного в фокусе, как и результаты экспериментальных проверок, утверждающих, теоретически, достигнутые выводы.

УДК 621.326.7

ДЛЯ МОЛОДОГО ИНЖЕНЕРА
ИСТОЧНИКИ СВЕТОВЫЕ С НАКАЛОМ
ЛАМПА С ГАЛОГЕНАМИ

Иванович, К.: **Световой источник с накалом, лампа с галогенами**
Е.Е.А. — **Electrotehnica 23,** nr. 2, feb. 1975, стр. 87

УДК 64.06:621.3.016.4

АППАРАТЫ НАГРЕВАТЕЛЬНЫЕ
ХОЛОДИЛЬНИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ
ЭЛЕКТРОЭНЕРГИЯ

Мирон, Д.: **Соображения относительно перспективы электрических аппаратов домашнего обихода в условиях экономии электроэнергии.**
Е.Е.А. — **Electrotehnica 23,** nr. 2, feb. 1975, стр. 93

INHALT

DK 621.313.333 : 530.17

NUMERISCHE MODELLIERUNG
REAKTANZMOTOR
SCHRITTMOTOR

Crivii, M. und *Trifa, V.* : **Das Studium des Betriebs des Reaktanz-Schrittmotors durch numerische Modellierung.**
E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 2, feb 1975, S. 53

Es werden die Betriebsgleichungen des Reaktanz-Schrittmotors abgeleitet, die das Studium der Arbeitsweise des Motors und des Einflusses der verschiedenen Parameter auf diese erlauben.

DK 621.316.722.1.001.2

FERRORESONANZ
INDUKTIVE LAST
SPANNUNGSKONSTANTHALTER

Prisăcaru, V. u.a. : **Die Projektierung und Realisierung ferroresonanter Spannungskonstanthalter für die Speisung induktiver Lasten.**
E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 2, feb 1975, S. 57

In der Arbeit werden einige Probleme bezüglich des Betriebs von Spannungskonstanthaltern mit Stromferroresonanz behandelt.

DK 621.317.784 : 538.551.3

ELEKTRISCHER STROMKREIS
ELEKTRODYNAMISCHER LEISTUNGSMESSER
PERIODISCHER NICHTSINUSFORMIGER BETRIEB

Golovanov, C. und *Ifrim, A.* : **Über die Arbeitsweise der elektrodynamischen Leistungsmessers.**
E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 2, feb 1975, S. 63

In der Arbeit wird das Verhalten des elektrodynamischen Leistungsmessers in den periodischen nichtsinusförmigen Betrieben der elektrischen Stromkreise untersucht.

DK 621.3.048 : 621.315.613

GLIMMERPAPIER
ISOLATION DER WÄRMEKLASSE F TECHNISCHE FORSCHUNGEN

Stamate, S. u.a. : **Forschungen und Experimentierungen hinsichtlich der Einführung der Isolation der Wärmeklasse F in den Bau der 6 kV – Elektromaschinen des Profils I.E.P.C.**
E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 2, feb 1975, S. 70

Die Arbeit enthält eine kurze Darstellung der Ergebnisse der Forschungen und Experimentierungen die hinsichtlich der Einführung der Isolation der Wärmeklasse *F* in den Bau der von I.E.P.C. hergestellten 6 kV – Elektromaschinen, unter Anwendung von inländischem und ausländischem Glimmerpapier als Grundmaterial, durchgeführt wurden.

DK 629.1.066

KRAFTWAGENSCHEINWERFER
LICHTINTENSITÄT
PARABELREFLEKTOR

Oberst, L., Szilagyi, Al. : **Verteilung der Lichtintensität bei den Parabelreflektoren der Kraftwagenscheinwerfer, im Falle der im Brennpunkt befindlichen Lichtquelle.**
E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 2, feb 1975, S. 77

In der Arbeit wird eine eigene Rechenmethode für die Verteilung der Lichtintensität bei den Parabelreflektoren der Kraftwagenscheinwerfer im Falle der im Brennpunkt befindlichen Lichtquelle dargestellt ; des gleichen werden die Ergebnisse der experimentellen Prüfungen gezeigt, die die auf theoretischem Wege gezogenen Schlussfolgerungen bestätigen.

DK 621.326.7

FÜR DEN JÜNGEN INGENIEUR

GLÜHLICHTQUELLE
HALOGENLAMPE

Ivanovici, C. : **Eine Glühlichtquelle, die Halogenlampe.**
E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 2, feb 1975, S. 87

DK 64.06 : 621.3.016.4

ELEKTROENERGIE
HEIZGERÄTE

Miron, D. : **Betrachtungen über die Perspektiven elektrischer Haushaltgeräte unter der Bedingung der Einsparung der elektrischen Energie.**
E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 2, feb 1975, S. 93

CONTENTS

DC 621.313.333 : 530.17

NUMERICAL SIMULATION
STEP-BY-STEP MOTOR
REACTION MOTOR

Crivii, M. and *Trifa, V.* : **The Study of the Reaction Step-by-Step Motor Functioning by Means of Numerical Simulation.**

E.E.A. — **Electrotehnica 23,** no. 2, feb 1975, p. 53

The functional equations of the reaction step-by-step motor are deduced, a fact which permits the study of the motor mode of functioning and of the influence of the different parameters upon it.

DC 621.316.722.1.001.2

FERRORESONANCE
INDUCTIVE LOAD
VOLTAGE STABILIZER

Prisăcaru, V. a.s.o. : **Designing and Realisation of Ferroresonant Voltage — Stabilizers for the Supplying of Inductive Loads.**

E.E.A. — **Electrotehnica 23,** no. 2, feb 1975, p. 57

The article presents several problems concerning the voltage stabilizers with current ferroresonance.

DC 621.317.784 : 538.551.3

ELECTRIC CIRCUIT
ELECTRO-DYNAMIC WATTMETER
NONSINUSOIDAL PERIODIC SYSTEM

Golovanov, C. and *Ifrim, A.* : **About the Functioning of the Electrodynamic Wattmeter in a Deforming System.**

E.E.A. — **Electrotehnica 23,** no. 2, feb 1975, p. 62

The paper studies the behaviour of the electrodynamic intermittant nonsinusoidal systems of the electric circuits.

DC 621.3.048 : 621.315.613

CLASS F INSULATION
MICA PAPER
TECHNICAL RESEARCHES

Stamate, S. a.s.o. : **Researches and Experiments with the View of Introducing the Class F Insulation in the 6 kV Electrical Machines Construction of the I.E.P.C. Profile**

E.E.A. — **Electronica 23,** no. 2, feb 1975, p. 70

The results of the researches and experiments are presented with the view of introducing the class F insulation in the 6 kV electrical machines construction from IEPC, using materials on the basis of mica paper from the import and aboriginal.

DC 629.1.066

LUMINOUS FORCE
MOTOR-CAR HEADLAMP
PARABOLIC REFLECTOR

Oberst, L., Szilagi, Al. : **The Study of the Luminous Power at the Parabolic Reflectors of the Motor-car Headlamps in the Case of the Luminous Source Being Located in the Focus Point**

E.E.A. — **Electrotehnica 23,** no. 2, feb 1975, p. 77

The work presents a calculation procedure of the luminous power distribution at the parabolic reflectors of the motor-car headlights in the case of the luminous source being placed in the focus point, as well as the results of the experimental tests, which confirm the theoretical calculations which have been reached.

DC 621.326.7

FOR YOUNG ENGINEERS

HALOGEN LAMP
INCANDESCENT LIGHT-SOURCES

Ivanovici, C. **An Incandescent Source of Light, the Halogen Lamp.**

E.E.A. — **Electrotehnica 23,** no. 2, feb 1975, p. 87

DC 64.06 : 621.3.016.4

ELECTRIC POWER
HEATING APPARATA

Miron, D. : **Considerations Concerning the Future of the Electrical Apparaţa Used in the Household in the Conditions of the Electric Power Economy.**

E.E.A. **Electrotehnica 23,** no. 2, feb 1975, p. 93

SOMMAIRE

CD 621.313.333 : 530.17

MODELAGE DIGITAL
MOTEUR PAS À PAS
MOTEUR À REACTION

Crivii, M. et *Trifa, V.* : **L'étude, par modelage digital, du fonctionnement du moteur réactif pas à pas.**
E.E.A. — **Electrotehnica 23,** nr. 2, févr 1975, p. 53

On déduit les équations de fonctionnement du moteur réactif pas à pas, qui permettent d'étudier le mode de fonctionnement du moteur et l'influence des différents paramètres.

CD 621.316.722.1.001.2

FERRORESONANCE
CHARGE INDUCTIVE
STABILISATEUR DE TENSION

Prisăcaru, V. etc. : **L'établissement du projet et la réalisation de certains stabilisateurs de tension ferrorésonnats pour l'alimentation des charges inductives.**
E.E.A. — **Electrotehnica 23,** nr. 2, févr 1975, p. 57

L'article contient quelques problèmes concernant le fonctionnement des stabilisateurs de tension à ferrorésonance de courants.

CD 621.317.784 : 538.551.3

CIRCUIT ELECTRIQUE
REGIME PERIODIQUE NON SINUSOIDAL
WATTMETRE ELECTRODYNNAMIQUE

Golovanov, C. et *Ifrim, A.* : **Sur le fonctionnement du wattmètre électrodynamique en régime déformant.**
E.E.A. — **Electrotehnica 23,** nr. 2, févr 1975, p. 63

On étudie le comportement du wattmètre électrodynamique dans les régimes périodiques non sinusoïdaux des circuits électriques.

CD 621.3.048 : 621.315.613

RECHERCHES TECHNIQUES
PAPIER DE MICA
ISOLATION CLASSE F

Stamate, S. etc. : **Recherches et expériences concernant l'introduction de l'isolation de classe F dans la construction des machines électriques de 6 kV, à l'IEPC.**
E.E.A. — **Electrotehnica 23,** nr. 2, févr 1975, p. 70

Sont donnés succinctement les résultats et les expériences effectuées dans le but d'introduire l'isolation de classe F dans la construction des machines électriques de 6 kV à l'IEPC, en utilisant des matériaux à base de papier de mica importé ou indigène.

CD 629.1.066

PHARE D'AUTOMOBILE
INTENSITE LUMINEUSE
REFLECTEUR PARABOLIQUE

Oberst, L. et *Szilagyi, Al.* : **L'étude de la répartition de l'intensité lumineuse des réflecteurs paraboliques des phares d'automobile, lorsque la source lumineuse est placée dans le foyer.**
E.E.A. — **Electrotehnica 23,** nr. 2, févr 1975, p. 77

Les auteurs exposent une méthode originale pour calculer la répartition de l'intensité lumineuse des réflecteurs paraboliques des phares d'automobile lorsque la source lumineuse est placée dans le foyer, ainsi que les résultats des vérifications expérimentales qui confirment les conclusions théoriques.

POUR LE JEUNE INGÉNIEUR

CD 621.326.7

LAMPE A HALOGENES
SOURCES DE LUMIÈRE A INCANDESCENCE

Ivanovici, C. : **Une source de lumière à incandescence — la lampe à halogènes.**
E.E.A. — **Electrotehnica 23,** nr. 2, févr 1975, p. 87

CD 64.06 : 621.3.016.4

APPAREILS DE CHAUFFAGE
ENERGIE ELECTRIQUE

Miron, D. : **Considérations sur la production des appareils électriques ménagers dans les conditions d'une consommation réduite de l'énergie électrique.**
E.E.A. — **Electrotehnica 23,** nr. 2, févr 1975, p 93

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; conf. dr. ing. S. FLOREA ; dr. ing. ȘT. GROSU ; prof. dr. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; conf. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; ing. A. MILEA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. ROMÂNIA ; ing. A. POPA ; acad. prof. doc. st. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ ; ing. M. SÎRBU ; ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: ANDREI GRETA
Tehnoredactor: CRISTESCU CORNELIA

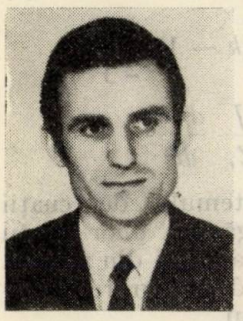
Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA"* (*E.E.A.*), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini-Unelte și Electrotehnicii și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, mașini-unelte și mecanică fină. este editată de către Oficiul de informare documentară (*O.I.D.*) al *M.I.C.M.U.E.*, ajutat de Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică, (*I.C.P.E.*). Articolele trimise spre publicare și cererile de abonamente se vor primi la *O.I.D.—M.I.C.M.U.E.*, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, și 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3015.17.70.22—B.I.—S.M.B. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAȚIA"*, București, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 38. Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1974 conform aprobării D.G.P.Tc., nr. 137/251/1975.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCȚIILOR DE MAȘINI-UNELTE ȘI ELECTROTEHNICII ȘI AL CONSILIULUI NAȚIONAL AL INGINERILOR ȘI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA.
ÎNDRUMAREA ȘTIINȚIFICĂ; INSTITUTUL CENTRAL DE CERCETĂRI PENTRU ELECTRONICĂ, ELECTROTEHNICĂ, AUTOMATICĂ, MAȘINI-UNELTE ȘI MECANICĂ FINĂ.
EDITOR; OFICIUL DE INFORMARE DOCUMENTARĂ AL M.I.C.M.U.E. ȘI INSTITUTUL DE CERCETĂRI PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ (ICPE)

Anul 23 ELECTROTEHNICA nr. 2 București, februarie 1975

ECUAȚIE DE FUNCȚIONARE
MODELARE NUMERICĂ
MOTOR PAS CU PAS
MOTOR CU REACȚIE



CZ 621.313.333 : 530.17

Studiul funcționării motorului pas cu pas reactiv prin modelare numerică

MIRCEA CRIVII ȘI VIOREL TRIFA—Cluj-Napoca

Dr. ing. Mircea Crivii, născut în 1942, absolvent al Facultății de electromecanică — Institutul politehnic Cluj, din 1965, este șef de lucrări la Institutul politehnic — Cluj-Napoca.

Ing. Viorel Trifa, născut în 1946, absolvent al Facultății de electromecanică, din 1969, este asistent la Institutul politehnic — Cluj-Napoca.

Introducere

Motorul electric pas cu pas este un convertor electromecanic, care transformă impulsurile de tensiune, aplicate înfășurărilor de comandă, în deplasări unghiulare discrete ale rotorului. Există o dependență univocă între numărul impulsurilor de comandă și deplasarea unghiulară totală.

Caracteristic pentru acest tip de motor este faptul că, în regim stabilizat, cuplul electromagnetic nu este o mărime constantă, ci variază pe parcursul efectuării unui pas. Drept urmare, viteza de rotație este variabilă și regimul stabilizat este cvasistaționar.

Un studiu riguros al funcționării motorului pas cu pas presupune luarea în considerație atît a proceselor tranzitorii electromecanice, cît și a celor electromagnetice. În acest scop, se va pleca de la un sistem de ecuații diferențiale, care cuprinde ecuațiile tensiunilor, precum și ecuația de mișcare.

Ecuațiile generale de funcționare a motorului pas cu pas

Motorul pas cu pas, avînd $s + r$ înfășurări de comandă și excitație, repartizate pe stator și rotor, constituie un sistem electromecanic cu $s + r + 1$ grade de libertate, pentru care se pot scrie $s + r + 1$ ecuații diferențiale, din care $s + r$ ecuații de echilibru electric și o ecuație a mișcării rotorului. În formă matricială, acestea sînt :

$$[u] = [R]\cdot[i] + \frac{d}{dt}[\psi]$$

$$M_e = M_r + B\frac{d\theta_m}{dt} + \exists\frac{d^2\theta_m}{dt^2}, \qquad (1)$$

în care :

$[u] = \begin{bmatrix}[u_s]\\ [u_r]\end{bmatrix}$ este matricea coloană a tensiunilor de alimentare a celor $s + r$ înfășurări ;

$[R] = \begin{bmatrix}[R_s] & [0]\\ [0] & [R_r]\end{bmatrix}$ — matricea diagonală a rezistențelor celor $s + r$ înfășurări ;

$[i] = \begin{bmatrix}[i_s]\\ [i_r]\end{bmatrix}$ — matricea coloană a curenților ce se stabilesc în cele $s + r$ înfășurări ;

$[\psi]$ — matricea fluxurilor proprii și mutuale ;

M_e, M_r — cuplurile electromagnetic și respectiv rezistent ;

J — momentul total de inerție redus la arborele motorului ;

θ_m — unghiul de rotație, mecanic, a rotorului;

B — un coeficient de amortizare externă.

Cuplul electromagnetic se calculează din expresia energiei înmagazinate în cîmpul magnetic [1], [2].

$$M_e = \left.\frac{dW_{mg}(i,\theta_m)}{d\theta_m}\right|_{i=\text{const.}} \cdot \qquad (2)$$

Ecuațiile de funcționare a motorului pas cu pas cu patru înfășurări de comandă

Se consideră că motorul funcționează nesaturat și că este alimentat prin impulsuri dreptunghiulare de tensiune, aplicate succesiv pe înfășurările de comandă. Pentru circuitul magnetic liniar al motorului se poate scrie :

$$[\psi] = [L]\cdot[i], \qquad (3)$$

în care : $[L]$ reprezintă matricea inductanțelor.

În cazul motorului pas cu pas reactiv cu patru înfășurări de comandă, ecuația tensiunilor din sistemul (1) se poate scrie în forma :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt}\left(\begin{bmatrix} L_{11} & M_{12} & M_{13} & M_{14} \\ M_{21} & L_{22} & M_{23} & M_{24} \\ M_{31} & M_{32} & L_{33} & M_{34} \\ M_{41} & M_{42} & M_{43} & L_{44} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} \right), \qquad (4)$$

în care : L_{kk} este inductanța proprie a înfășurării k, iar $M_{jk} = M_{kj}$ — inductanța mutuală între înfășurările j și k $(j \neq k)$.

Ținînd seama de relația (3), energia cîmpului magnetic total se calculează cu expresia :

$$W_{mg}(i,\theta_m) = \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{4}\psi_k i_k = \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{4} i_k^2 L_{kk} + \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{4}\sum_{\substack{j=1 \\ j\neq k}}^{4} i_j i_k M_{jk}. \qquad (5)$$

Plecînd de la expresiile (4) și (5), pentru cazul motorului pas cu pas de tip reactiv cu patru sisteme stator rotor, sistemul de ecuații (1) devine :

$$R\cdot i_k + \frac{d}{dt}(L_{kk}\cdot i_k) = u_k, \qquad (k = 1,2,3,4),$$

$$\frac{1}{2}\frac{d}{d\theta_m}\sum_{k=1}^{4} i_k^2 L_{kk} = M_r + B\frac{d\theta_m}{dt} + J\frac{d^2\theta_m}{dt^2}. \qquad (6)$$

Deoarece motorul are întrefierul variabil, inductanțele înfășurărilor de comandă sînt dependente de unghiul de rotație θ_m. Această dependență se poate aproxima suficient de bine [1], printr-o funcție cosinusoidală de forma :

$$L_{kk} = L_0 + L_1\cdot\cos\left[\theta - (k-1)\frac{\pi}{2}\right], \qquad (7)$$

în care : $\theta = Z_r\,\theta_m$, Z_r este numărul de dinți rotorici.

Înlocuind inductanțele în sistemul (7), rezultă :

$$R\cdot i_k + \left\{L_0 + L_1\cos\left[\theta - (k-1)\frac{\pi}{2}\right]\right\}\frac{di_k}{dt} - i_k L_1 \sin\left[\theta - (k-1)\frac{\pi}{2}\right]\frac{d\theta}{dt} = u_k, \quad (k = 1,2,3,4), \qquad (8)$$

$$-\frac{Z_r}{2}\sum_{k=1}^{4} i_k^2 L_1 \sin\left[\theta - (k-1)\frac{\pi}{2}\right] = M_r + \frac{B}{Z_r}\frac{d\theta}{dt} + \frac{J}{Z_r}\frac{d^2\theta}{dt^2}.$$

Datorită neliniarităților sistemului de ecuații diferențiale, nu este posibilă găsirea unor soluții analitice pentru mărimile variabile și din această cauză se recurge la o metodă de integrare numerică, cu ajutorul calculatorului.

Rezolvarea sistemului de ecuații pe calculatorul numeric

Din motive de generalitate se efectuează normarea ecuațiilor sistemului (8), prin raportarea mărimilor fizice la mărimile de bază. Se obține :

$$r' i'_k + \left\{T_0 + T_1\cos\left[\theta - (k-1)\frac{\pi}{2}\right]\right\}\frac{di'_k}{d\tau} - i'_k T_1 \sin\left[\theta - (k-1)\frac{\pi}{2}\right]\frac{d\theta}{d\tau} = u'_k \quad (k = 1,2,3,4) \qquad (9)$$

$$-\sum_{k=1}^{4} i_k'^2 \sin\left[\theta - (k-1)\frac{\pi}{2}\right] = \mu_r + 2\xi\frac{d\theta}{d\tau} + \frac{d^2\theta}{d\tau^2},$$

unde :

$$T_0 = \frac{L_0}{T_b\cdot R_b}; \quad \tau = \frac{t}{T_b}; \quad T_1 = \frac{L_1}{T_b\cdot R_b}; \quad i'_k = \frac{i_k}{I_b}; \quad \xi = \frac{B}{2J}T_b; \quad r' = \frac{R}{R_b}; \quad \mu_r = \frac{M_r}{J}T_b^2 Z_r; \quad u'_k = \frac{u_k}{U_b}; \quad U_b = R_b\cdot I_b.$$

Mărimile de bază s-au notat cu indicele *b*. Integrarea numerică a sistemului (9) se face prin metoda Runge-Kutta de ordinul IV [3]. Pentru aceasta sistemul se aduce sub forma:

$$\frac{di_1'}{d\tau} = \frac{1}{T_0 + T_1 \cos\theta}(u_1' - r' i_1' + T_1 i_1' \omega' \sin\theta),$$

$$\frac{di_2'}{d\tau} = \frac{1}{T_0 + T_1 \sin\theta}(u_2' - r' i_2' - T_1 i_2' \omega' \cos\theta),$$

$$\frac{di_3'}{d\tau} = \frac{1}{T_0 - T_1 \cos\theta}(u_3' - r' i_3' - T_1 i_3' \omega' \sin\theta),$$

$$\frac{di_4'}{d\tau} = \frac{1}{T_0 - T_1 \sin\theta}(u_4' - r' i_4' + T_1 i_4' \omega' \cos\theta),$$

$$\frac{d\omega'}{d\tau} = (i_3'^2 - i_1'^2)\sin\theta + (i_2'^2 - i_4'^2)\cos\theta - 2\xi\omega' - \mu_r',$$

$$\frac{d\theta}{d\tau} = \omega'. \qquad (10)$$

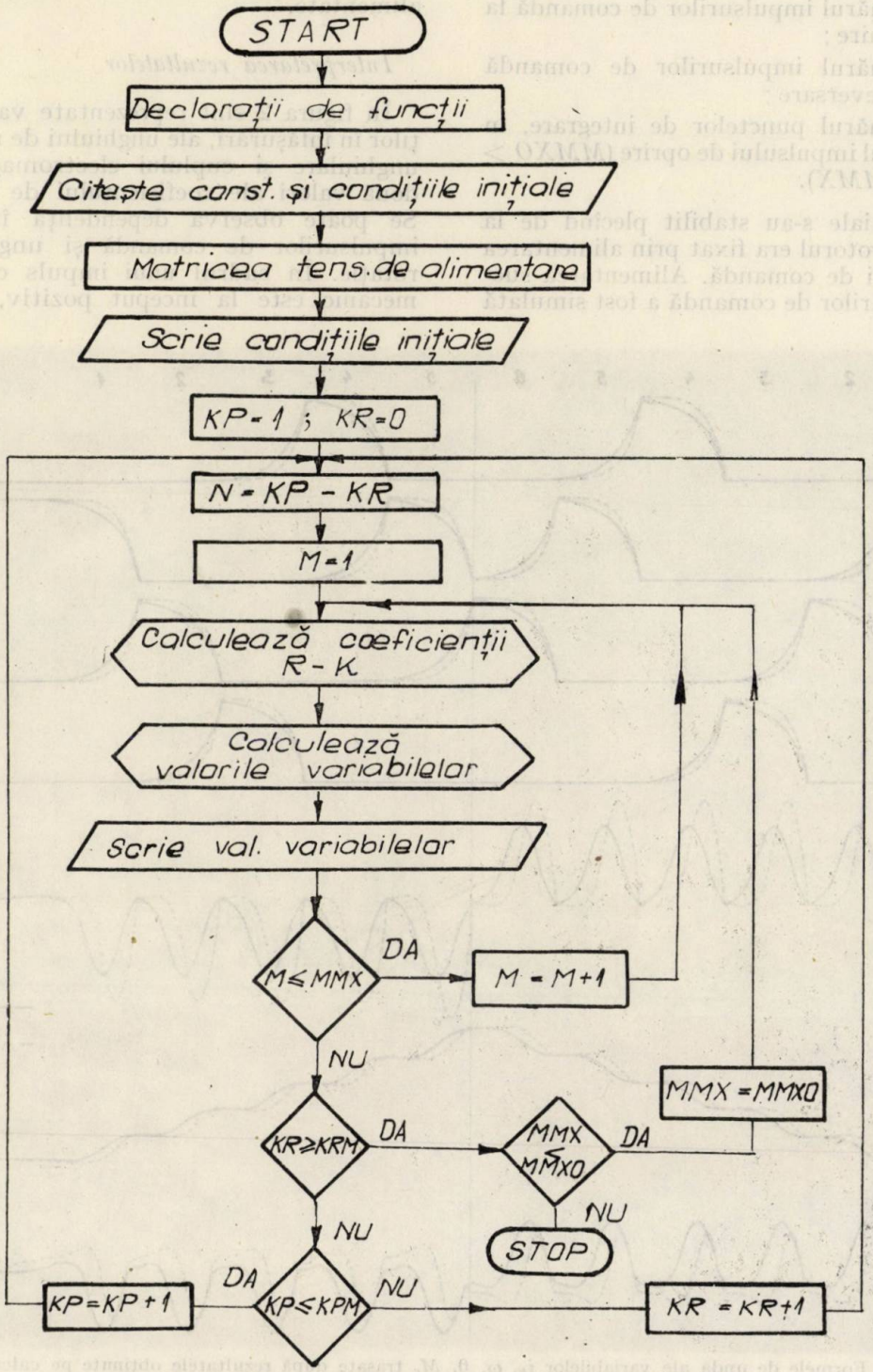


Fig. 1. Schema logică pentru programarea sistemului (10).

Schema logică pentru programare s-a întocmit pentru simularea funcționării motorului, într-un ciclu cuprinzînd pornirea, reversarea și oprirea. S-au urmărit variația curenților și înfășurările de comandă, ale unghiului de rotație, vitezei și cuplului electromagnetic.

În figura 1 este reprezentată schema logică adoptată, în care, s-au folosit următoarele notații :

MMX — numărul de puncte de integrare ;

KPM — numărul impulsurilor de comandă la pornire ;

KRM — numărul impulsurilor de comandă la reversare ;

MMXO — numărul punctelor de integrare, în cazul impulsului de oprire ($MMXO > > MMX$).

Condițiile inițiale s-au stabilit plecînd de la situația în care rotorul era fixat prin alimentarea primei înfășurări de comandă. Alimentarea succesivă a înfășurărilor de comandă a fost simulată în programare prin includerea matricei tensiunilor :

$$u(N, K) = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \end{bmatrix}, \qquad (11)$$

în care : N reprezintă numărul de impulsuri aplicat înfășurărilor, iar K numărul înfășurării alimentate.

Interpretarea rezultatelor

În figura 2 sînt reprezentate variațiile curenților în înfășurări, ale unghiului de rotație, vitezei unghiulare și cuplului electromagnetic pentru două valori ale coeficientului de amortizare ξ. Se poate observa dependența între numărul impulsurilor de comandă și unghiul total de rotație. În cadrul unui impuls cuplul electromecanic este la început pozitiv, iar la sfîrșit

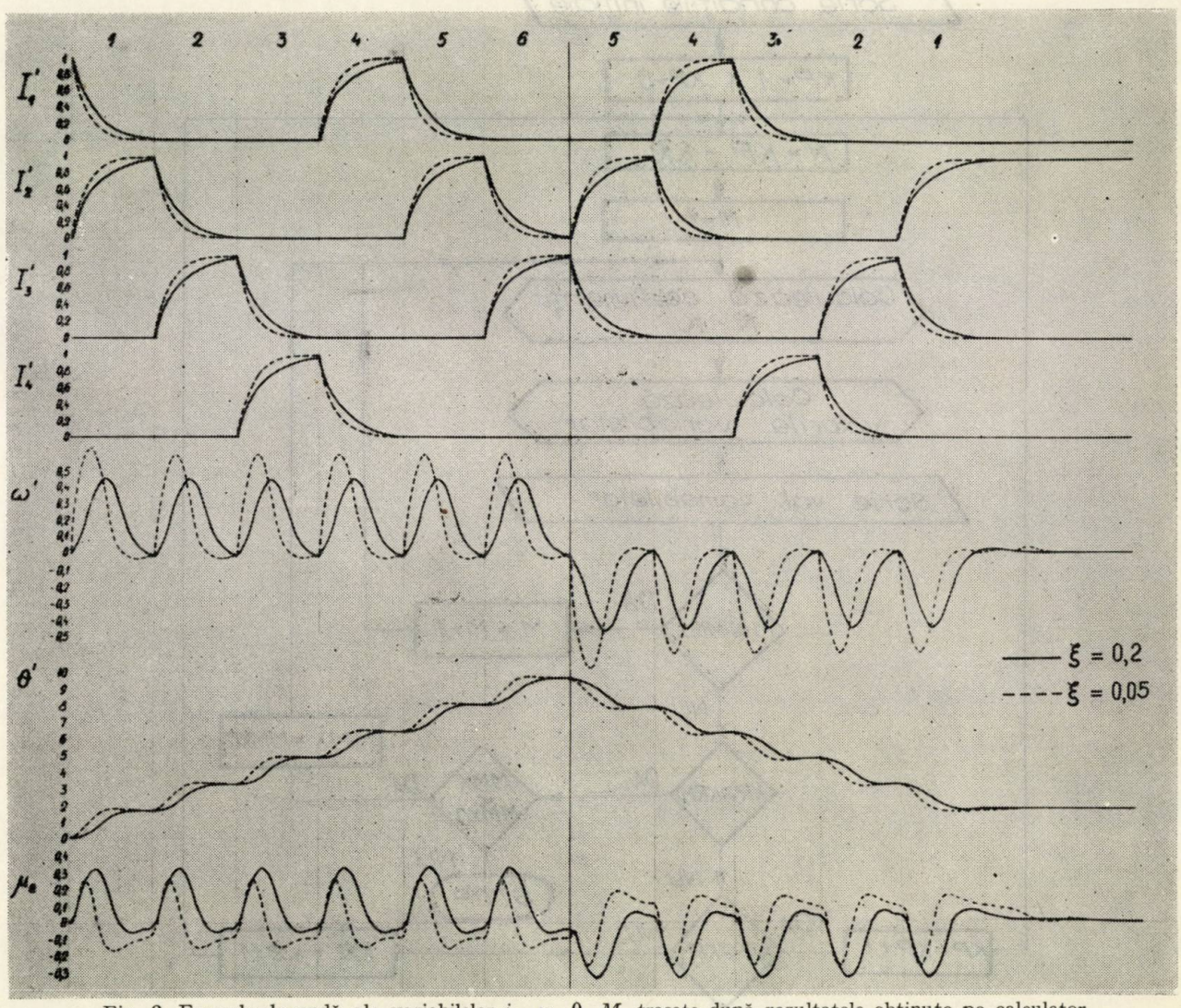


Fig. 2. Formele de undă ale variabilelor i_k, ω, θ, M_e trasate după rezultatele obținute pe calculator.

devine negativ, ceea ce corespunde accelerării și frînării motorului, lucru care rezultă și din forma de variație a vitezei unghiulare. Dependența între numărul impulsurilor și unghiul de rotație se păstrează și la reversare, iar în final rotorul se fixează în poziția unghiulară, corespunzătoare ultimului impuls de comandă. Forma de variația a unghiului de rotație depinde atît de amortizarea externă a sistemului de acționare, cît și de gradul de forțare a impulsurilor de curent în înfășurările de comandă.

Concluzii

Modelul matematic utilizat este general și nu se îndepărtează de sensul fizic al fenomenelor, ceea ce permite o interpretare imediată a rezultatelor. De asemenea, el este util în studierea comportării motorului în diferite regimuri de funcționare și a influenței parametrilor constructivi și factorilor externi.

Bibliografie

[1] *Schmitz, N., Novotny, D.* Vvedenie v elektromehaniku (Induktory electromechanics). Moskva, Energhia, 1969.
[2] *Rubțov, V., P., Sadovskii, L., A., Filatov, A., S.* Sistemî s silovîmi, șagovîmi dvigateliami dlia metalurghiceskoi promișlennosti. Moscova, Energhia, 1967.
[3] *Kargan, B., M., Ter — Mikaelian, T., M.* Rezolvarea problemelor inginerești cu calculatoare numerice. București, Editura tehnică, 1965.

Intrat în redacție la 13.IV.1974

CZ 621.316.722.1.001.2

ALIMENTARE
FEROREZONANȚA
PROIECTARE
SARCINĂ INDUCTIVĂ
STABILIZATOR DE TENSIUNE

Proiectarea și realizarea unor stabilizatoare de tensiune ferorezonante pentru alimentarea sarcinilor inductive*)

VASILE PRISĂCARU, DAN IOACHIM, CLAUDIA BOTEZ, RADU FLORESCU

Prof. dr. ing. Vasile Prisăcaru, născut în 1913, absolvent al Facultății de electrotehnică, secția electromecanică — Institutul politehnic — Iași, doctor inginer în științe tehnice și conducător de doctorate în specialitatea „Utilizările energiei electrice", este profesor și șef de catedră la I.P. — Iași.

Ing. Dan Ioachim, născut în 1942, absolvent al Facultății de electrotehnică — Institutul politehnic — Iași, este șef de lucrări la I.P. — Iași, și doctrand în specialitatea „Utilizările energiei electrice".

Ing. Claudia Botez, născută în 1943, absolventă a Facultății de electrotehnică — Institutul politehnic — Iași, din 1966, și a Facultății de matematică a Universității — Iași, din 1972, este asistentă la I.P. — Iași și doctorand în specialitatea „Utilizarea energiei electrice".

Ing. Radu Florescu, născut în 1946, absolvent al Facultății de electrotehnică — Institutul politehnic — Iași, este asistent la I.P. — Iași și doctorand în specialitatea „Utilizările energiei electrice".

Stabilizatoarele de tensiune sînt dispozitive care realizează o tensiune de alimentare constantă la bornele unui receptor, dacă tensiunea de intrare variază. Ele pot fi: electronice, cu amplificatoare magnetice, ferorezonante.

1. Probleme generale privind stabilizatoarele de tensiune ferorezonante

Stabilizatoarele ferorezonante sînt aplicații ale circuitelor neliniare, care conțin o bobină cu miez feromagnetic (elementul neliniar) și un condensator ce pot fi legate în serie sau paralel (ferorezonanță de tensiuni și, respectiv, de curenți). După cum se știe, [1, 2, 3, 4] schemele cu ferorezonanță de curenți sînt mai utilizate, în primul rînd, datorită stabilității la variații mari și bruște ale tensiunii de intrare și ale armonicelor acesteia.

Schema de bază a unui stabilizator de tensiune cu ferorezonanță de curenți este cea din figura 1, unde: x_e este reactanța bobinei liniare; x_c — reactanța condensatorului, iar x_L — reactanța bobinei neliniare.

*) Lucrarea a fost comunicată la sesiunea jubiliară din 15—17 februarie 1974, consacrată aniversării a 25 ani de învățămînt tehnic superior din Brașov.

Caracteristicile de funcționare a acestui stabilizator, pentru regim de mers în gol, sînt arătate în figura 2, unde:

$U_{LC} = U_s = f(I)$ este caracteristica grupului bobină neliniară-condensator [2, 4];

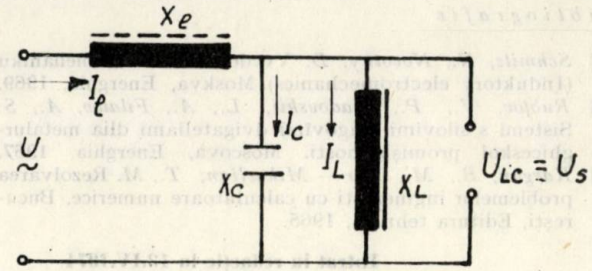


Fig. 1. Schema de bază a unui stabilizator de tensiune cu ferorezonanță de curenți.

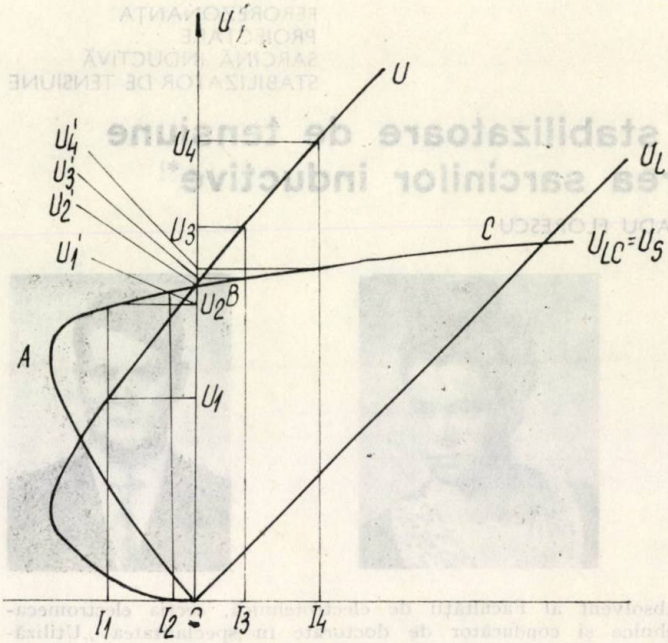


Fig. 2. Caracteristicile de funcționare a stabilizatorului de tensiune cu ferorezonanță de curenți.

$U_e = f(I)$ — caracteristica tensiunii, funcție de curent, a bobinei liniare;

$U = U_l + U_{LC}$ — caracteristica rezultantă a întregii scheme, U fiind tensiunea rețelei.

Punctul de ferorezonanță de curenți al schemei corespunde cazului cînd $|I_L| = |I_C|$, deci, cînd caracteristica rezultantă $U_{LC} = f(L)$ taie ordonata (punctul B). Stabilizatorul poate funcționa sub punctul de rezonanță (zona AB) sau deasupra punctului de rezonanță (zona BC). În ambele cazuri, la o variație mare a tensiunii de intrare (ΔU), corespunde o variație mică a tensiunii de ieșire ($\Delta U'$). Majoritatea autorilor recomandă funcționarea în zona a doua, [2, 3, 4], respectiv, în zona BC. Totuși, funcționarea în zona AB este mai avantajoasă, din următorul motiv: în timp ce în zona BC pentru o tensiune de intrare (U_3, de ex.) corespunde o tensiune de ieșire (U'_3) mult mai mică, pentru prima zonă, la o tensiune de intrare U_1, de exemplu, corespunde o tensiune de ieșire mai mare U'_1 (sau de mărimi apropiate). Pe aceste considerente se recomandă [1] proiectarea stabilizatorului, avînd punctul de funcționare sub punctul de rezonanță.

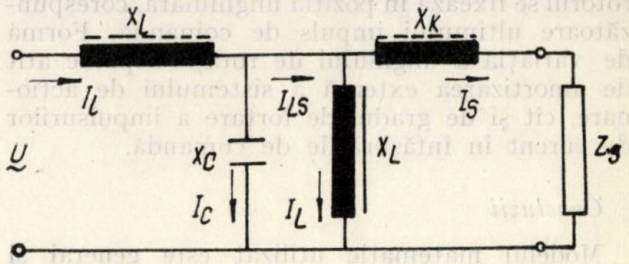


Fig. 3. Schema echivalentă a stabilizatorului de tensiune cu ferorezonanță de curenți, cu folosirea unei înfășurări de compensație.

Schema stabilizatorului din figura 1 are un cuplaj de tip autotransformator. Sînt scheme [1, 3] cu cuplaje tip transformator ce realizează o separare electrică între circuitul de alimentare și sarcină. Din punct de vedere funcțional ambele scheme sînt identice, dar cum în condiții obișnuite această separare nu este cerută, s-a optat pentru prima variantă. Un avantaj al schemei este acela că se pot folosi bobine cu configurație magnetică simplă, realizate cu tole STAS, separate una de alta (liniară și neliniară), ceea ce ușurează mult construcția.

Dacă variațiile tensiunii de ieșire sînt încă mari, caracteristica $U_S = f(I)$ poate fi îmbunătățită prin utilizarea unei înfășurări de compensație. Din variantele folosite [1, 3] am optat pentru cea din figura 3, unde, tensiunile de pe bobina neliniară și de compensație se adună, ridicînd valoarea tensiunii de sarcină:

$$\overline{U}_S = \overline{U}_L + \overline{U}_K. \qquad (1)$$

2. Calculul stabilizatoarelor de tensiune cu ferorezonanță de curenți

Analiza și calculul stabilizatoarelor ferorezonante depind, în primul rînd, de circuitul lor magnetic, mai exact, de curba de magnetizare. Dacă cotul de saturație este brusc (oțel laminat la rece sau materiale magnetice moi), curba poate fi descrisă de ecuații diferențiale, metoda de calcul fiind cea analitică. Pentru cot de saturație lent (oțel laminat la cald), metoda analitică dă erori mari. În acest caz se utilizează metoda sinusoidelor echivalente, în care, curbele tensiunii și curentului se consideră a fi sinusoide.

Alte ipoteze simplificatoare :

— circuitul serie bobină liniară-condensator lucrează aproape de rezonanță la frecvența rețelei, deci : $x_e \approx x_c$;

— se neglijează pierderile din bobine și capacități, precum și reluctanța magnetică a bobinei nesaturate ;

— se presupune sarcina ohmică.

Discuțiile și calculul se fac cu mărimi raportate. Ca mărimi de bază se consideră tensiunea și curentul pentru o bobină saturată, căreia i se fixează o anumită inducție și cîmp magnetic (de ex. $B_b = 1\ T$ și $H_b = 10^4$ A/m). Deci :

$$U_b = \frac{1}{\sqrt{2}} w_L S_L B_s \omega, \quad I_b = \frac{H_b l_{Fe}}{w_L}, \tag{2}$$

unde : l_{Fe} — lungimea circuitului magnetic al bobinei neliniare ;

w_L, S_L — numărul de spire, respectiv, secțiunea bobinei neliniare.

Mărimile raportate se notează cu asterisc :

$$U_{i*} = \frac{U_i}{U_b} \quad \text{și} \quad I_{i*} = \frac{I_i}{I_b}. \tag{3}$$

Pentru bobina neliniară rezultă :

$$U_{L*} = B_{L*} \quad \text{și} \quad I_{L*} = H_{L*}. \tag{4}$$

Metoda de calcul folosită a fost cea a sinusoidelor echivalente, avînd în vedere forma curbei de magnetizare a circuitului magnetic utilizat. Considerînd cunoscută curba de magnetizare, care se determină experimental, aceasta se liniarizează (fig. 4), impunînd o plajă de variație pentru inducție : $B_{Lmin} - B_{Lmax}$, pe care se va găsi și punctul de funcționare, sub punctul de rezonanță.

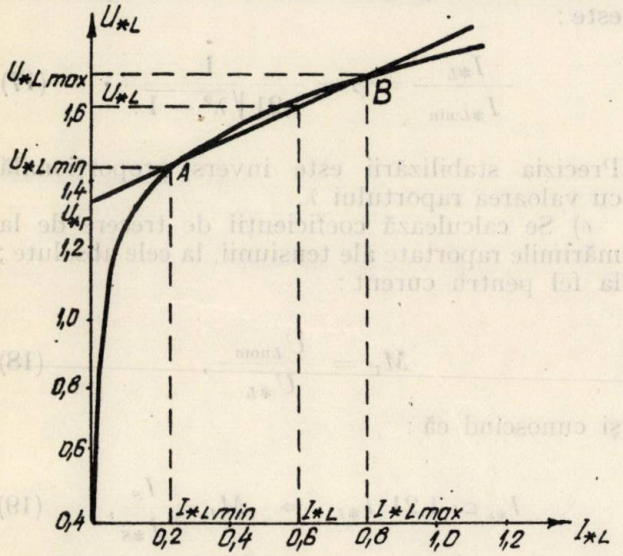


Fig. 4. Curba de magnetizare a circuitului magnetic utilizat.

Expresia liniarizată a curbei va fi :

$$U_{L*} = U_{r*} + x_{L*} I_{L*}. \tag{5}$$

Pentru stabilirea relațiilor de calcul se utilizează schema echivalentă din figura 3, neglijînd, în prima fază, compensația :

$$\bar{I}_{LS} = \bar{I}_S + I_L, \quad \text{deci,} \quad I_{L*} = \sqrt{I_{LS*}^2 - I_{S*}^2}. \tag{6}$$

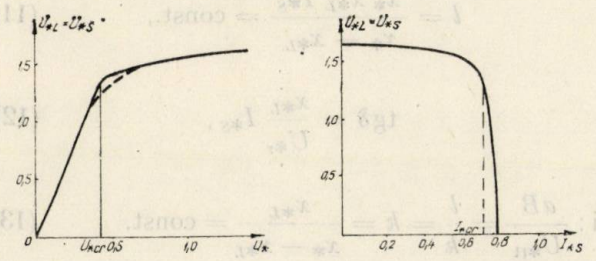


Fig. 5. Caracteristicile de funcționare $U_{S*} = f(U_*)$, pentru $I_{S*} = \text{const.}$ (la $r = \text{const.}$) și $U_{L*} = f(I_{S*})$, pentru $U = \text{const.}$

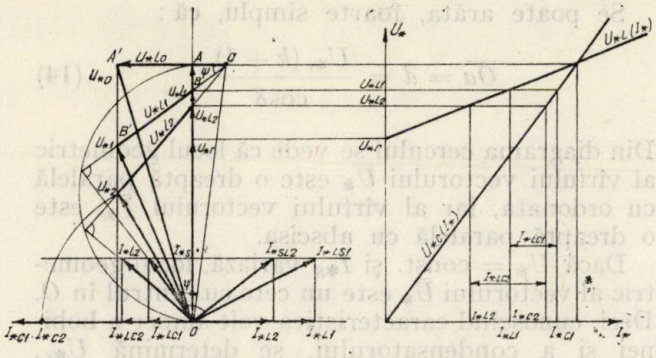


Fig. 6. Diagrama vectorială.

Ținînd cont de funcționarea în punctul critic, ce caracterizează intrarea în regim de stabilizator a schemei ($U_* = U_{*cr}$), avem :

$$I_{LS} = \sqrt{\left(\frac{U_*}{x_*}\right)^2 - I_S^2}. \tag{7}$$

și, respectiv :

$$U_{*S} = U_{L*} = U_{r*} + x_{L*} \sqrt{\left(\frac{U_*}{x_*}\right)^2 - I_{S*}^2}. \tag{8}$$

Se obțin, deci, caracteristicile de funcționare $U_{S*} = f(U_*)$ pentru $I_{*S} = \text{const.}$ (la $r = \text{const.}$) și $U_{L*} = f(I_{S*})$, pentru $U = \text{const.}$ (fig. 5).
Dacă sarcina este inductivă, atunci :

$$I_{L*} = \sqrt{I_{LS*}^2 - I_{S*}^2 \cos^2 \rho} - I_{S*} \sin \rho, \tag{9}$$

și, respectiv :

$$U_{L*} = U_{r*} + x_{*L} [\sqrt{I_{LS*}^2 - I_{S*}^2 \cos^2 \rho} - I_{s*} \sin \rho]. \tag{10}$$

Avantajul principal al metodei este posibilitatea construirii diagramei vectoriale (fig. 6).

Ca origine de fază pentru tensiuni se consideră U_{L*i} adică tensiunile pe bobina neliniară. Se demonstrează că, pentru curentul de sarcină $I_{*S} = \text{const.}$, direcțiile vectorilor pe bobina liniară U_{*e} se intersectează într-un singur punct „a", numit pol. Locul geometric al intersecției direcțiilor vectorilor U_{*li} și I_{*li} (tensiunea și curentul pe bobina liniară) este un cerc cu diametrul Oa. Din considerente geometrice rezultă :

$$l = \frac{x_* \, x_{*L} \, I_{*S}}{x_* - x_{*L}} = \text{const.}, \tag{11}$$

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{x_{*L}}{U_{*r}} I_{*S}, \tag{12}$$

și : $$\frac{aB}{U_{*l1}} = \frac{l}{k} = k = \frac{x_{*L}}{x_* - x_{*L}} = \text{const.} \tag{13}$$

Acest coeficient caracterizează stabilizatorul, depinzînd de parametrii lui constructivi. Este de fapt mărimea cu ajutorul căreia se determină înfășurarea de compensație.

Se poate arăta, foarte simplu, că :

$$\overline{Oa} = d = \frac{U_{*r}(k+1)}{\cos\delta}. \tag{14}$$

Din diagrama cercului se vede că locul geometric al vîrfului vectorului $\bar{U}_*$ este o dreaptă paralelă cu ordonata, iar al vîrfului vectorului $\bar{I}_{*e}$ este o dreaptă paralelă cu abscisa.

Dacă $U_* = \text{const.}$ și I_{*S} variază, locul geometric al vectorului $\bar{U}_*$ este un cerc cu centrul în O. Deci, cunoscînd caracteristica volt-amper a bobinei și a condensatorului, se determină U_{*r}, x_{*L}, x_*, k, U_{*L0}, h, 1, δ și se construiește diagrama, începînd cu vectorul U_{*L0}. Se determină polul, se construiește triunghiul tensiunilor la rezonanță, ținînd cont de limitele de variație a inducției impuse, se determină limitele de variație a tensiunilor pe bobina neliniară, liniară și rețea. Se poate studia, deci, orice regim de funcționare a stabilizatorului.

Dacă se pune și înfășurarea de compensare $\left(\text{prin interpretarea lui } k = \frac{w_k}{w_e}\right)$, atunci vectorul tensiunii de sarcină are direcția și mărimea lui Oa :

$$\bar{U}_{*S} = \bar{U}_{*Li} + \bar{U}_{*ki}, \tag{15}$$

unde : $U_{*ki} = kU_{*li}$

3. Noțiuni de proiectare

În mare, proiectarea unui stabilizator de tensiune cu ferorezonanță de curenți, prin metoda sinusoidelor echivalente, cuprinde următoarele etape :

a) Determinarea, prin metode cunoscute a curbei de magnetizare a tolei utilizate.

Alegînd o zonă de funcționare $B_{*Lmin} - B_{*Lmax}$ (identică cu $U_{*Lmin} - U_{*Lmax}$) se liniarizează această curbă, a cărei ecuație devine (5). Din ecuația curbei liniarizate rezultă (fig. 4) :

$$x_{*L} = \frac{B_{*Lmax} - B_{*Lmin}}{H_*(B_{*Lmax}) - H_*(B_{*Lmin})}. \tag{16}$$

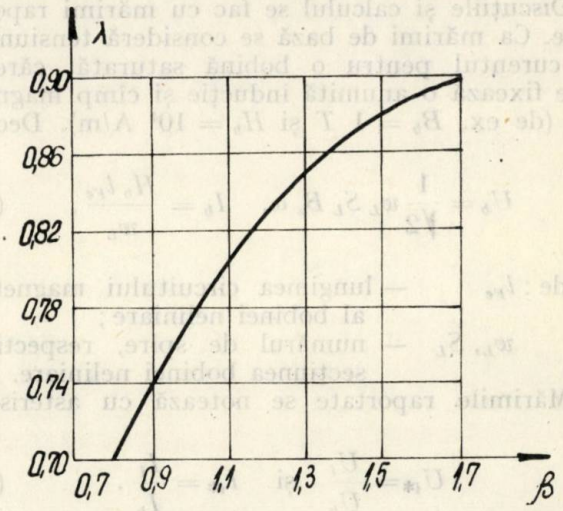


Fig. 7. Curba de determinare a punctului de funcționare a stabilizatorului, propusă de autori.

b) Se alege punctul de funcționare a stabilizatorului. Pentru a elimina un volum mare de tatonări și calcule, autorii propun o curbă (fig. 7), care este trasată pe baza calculelor, ținînd cont de regimurile de funcționare a stabilizatorului [1, 2, 4] Alegînd raportul $\lambda = \frac{U_{*cr}}{U_{*min}}$, din curbă, rezultă $\beta = \frac{I_{*L}}{I_{*Lmin}}$, deci, I_{*L}. Iar din curba de magnetizare rezultă și U_{*L}, deci, ordonata punctului de funcționare. Relația de dependență este :

$$\frac{I_{*L}}{I_{*Lmin}} = \beta = \frac{1}{1{,}21\sqrt{\lambda^2 - 1}}. \tag{17}$$

Precizia stabilizării este invers proporțională cu valoarea raportului λ.

c) Se calculează coeficienții de trecere de la mărimile raportate ale tensiunii, la cele absolute ; la fel pentru curent :

$$M_U = \frac{U_{Lnom}}{U_{*L}}, \tag{18}$$

și cunoscînd că :

$$I_{*s} \simeq 1{,}21 \cdot I_{*L} \Rightarrow M_I = \frac{I_S}{I_{*S}}, \tag{19}$$

unde, I_S se determină din parametrii nominali ai stabilizatorului. Se calculează și rezistența

de sarcină $r = \frac{U_{Sn}}{I_S}$. Tensiunea critică (U_{*cr}) se poate calcula, căci $U_{*\min} = \frac{U_{\min}}{M_U}$ este impus de datele de proiectare.

d) Dacă $I_{*S} = \text{const.}$ din [1] rezultă :

$$x_* = \frac{U_{*cr}}{I_{*S}}, \quad \text{și, deci,} \quad x = x_* \frac{M_U}{M_I}. \tag{20}$$

Se pot calcula capacitatea condensatorului și inductanța bobinei liniare.

e) Curentul de mers în gol pe bobina neliniară :

$$I_{Lgol} = \frac{U_{\max}}{x}, \tag{21}$$

și curentul maxim pe aceeași bobină :

$$I_{*L\max} = \sqrt{\left(\frac{U_*}{x_*}\right)^2 - I^2_{*S\min}}, \tag{22}$$

unde : $I_{*S\min} = U_{\max}/x$.

f) Există, astfel, toate datele necesare pentru determinarea parametrilor bobinei neliniare. Se procedează la fel ca la transformatoare de mică putere, calculînd : secțiunea miezului (S_L), numărul de spire w_L, secțiunea ferestrei, dimensiunile și gabaritul circuitului magnetic.

g) Tensiunea minimă pe bobina neliniară :

$$U_{*L\min} = U_{*r} + x_{*L}\ I_{*L\min}, \tag{23}$$

unde : $I_{*L\min}$ — ales inițial ;

h) Curentul maxim pe bobina liniară :

$$I_{e\max} = \sqrt{(I_C - I_{L\min})^2 + I_S^2}, \tag{24}$$

unde : $I_C = \frac{U_{Ln}}{x}$ și $I_S = \frac{U_{Ln}}{r_S}$.

Deci :

$$U_{e\max} = I_{e\max} \cdot x.$$

i) Se pot determina, astfel, parametrii bobinei liniare : numărul de spire, întrefierul și celelalte dimensiuni.

m) Folosind relația (8) se trasează caracteristicile de funcționare a stabilizatorului.

Dacă valorile funcției de ieșire variază în limite mai mari decît cele impuse, se calculează înfășurarea de compensație, adică, k (13), cu interpretarea $k = \frac{w_k}{w_e}$, de unde : $w_k = kw_e$; unghiul δ (12) $\overrightarrow{Oa}$ (14). Dacă $\overrightarrow{Oa} = U'_{*S}$ diferă de cea impusă, se ajustează numărul de spire.

n) Se trasează diagrama vectorială (a cercului) și se studiază regimurile de funcționare.

Stabilizatorul astfel calculat este pentru alimentarea unei sarcini active.

Pentru sarcină inductivă, autorii propun o schemă, în care sarcina este compensată (fig. 8).

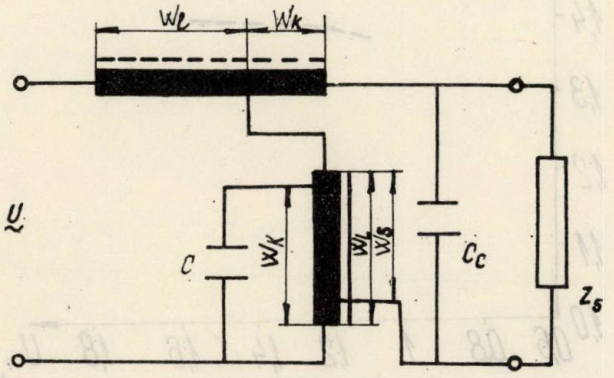


Fig. 8. Schema de alimentare a stabilizatorului, pentru sarcină inductivă compensată.

Dar forma de undă a tensiunii de ieșire este foarte diferită de cea sinusoidală, din cauza armonicelor, în special, a treia și a cincea. Acest fenomen duce la o funcționare nesigură a receptorului. Se introduc filtre. Pentru filtre se utilizează capacitatea calculată C sub forma :

$$C = C_3 + C_5. \tag{25}$$

În serie cu C_3 Și C_5 se așază inductanțele calculate :

$$x_{L3} = \frac{1}{9\omega C_3}, \tag{26}$$

reactanța filtrului pentru armonica a treia și :

$$x_{L5} = \frac{1}{25\omega C_5}, \tag{27}$$

reactanța filtrului pentru armonica a cincea.

Schema finală este dată în figura 9.

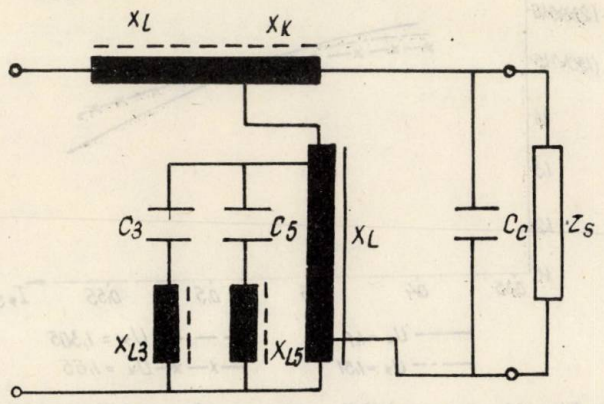


Fig. 9. Schema finală a stabilizatorului ferorezonant cu ferorezonanță de curenți.

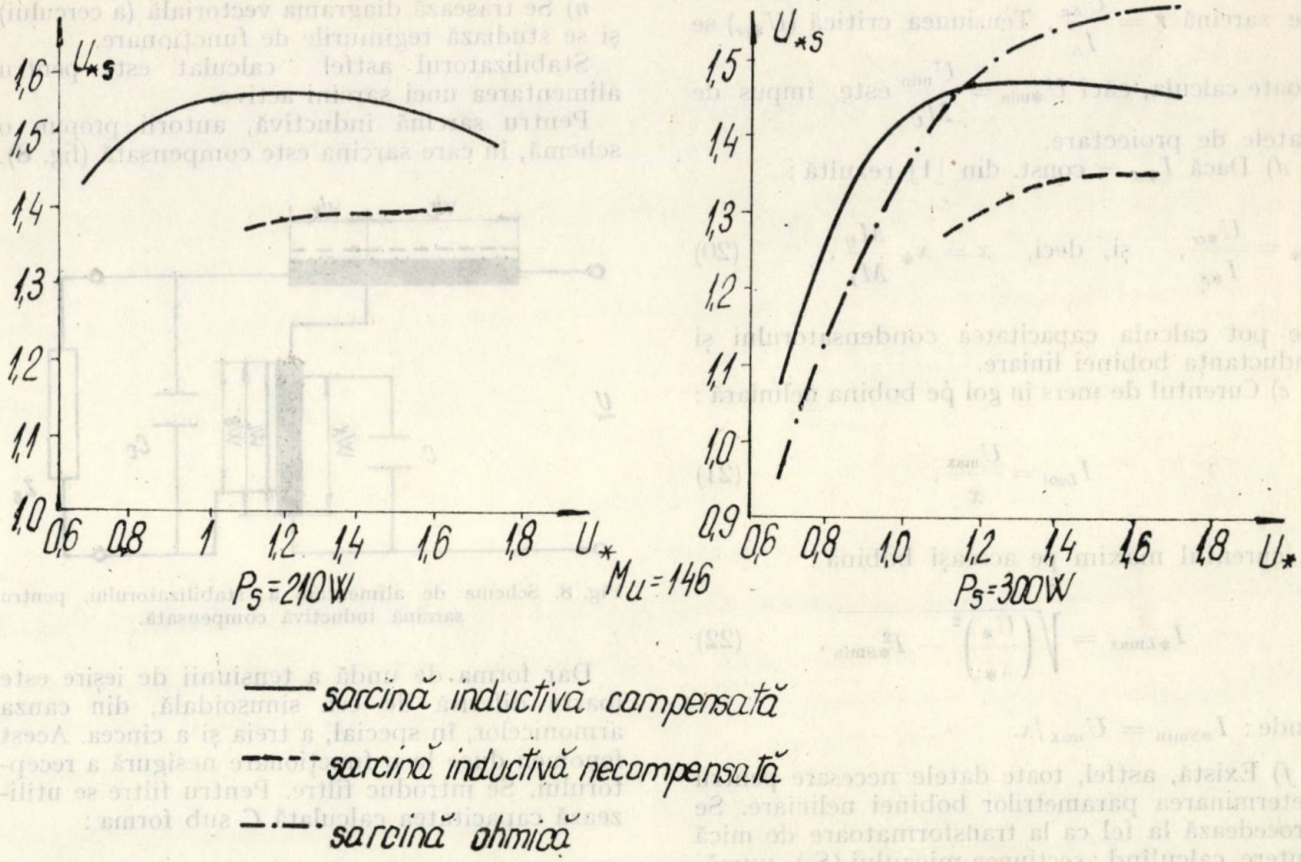


Fig. 10. Caracteristica $U_{*S} = f(U_*)$ a stabilizatorului, la diferite tipuri de sarcină.

4. Rezultate experimentale

A fost proiectat, realizat şi experimentat un stabilizator ferorezonant cu ferorezonanţă de curenţi, avînd următorii parametri :

— puterea nominală la ieşirea stabilizatorului $P_S = 350$ W ; valoarea minimă a puterii $P_{S\min} = 190$ W;

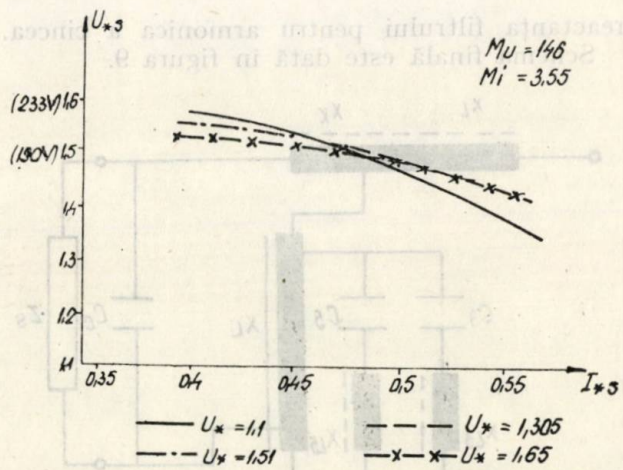


Fig. 11. Caracteristicile externe ale stabilizatorului realizat.

— valoarea nominală a tensiunii de ieşire $U_S = 220$ V ; precizia stabilizării $\varepsilon = \pm 2\%$ $\left(\text{unde } \varepsilon = \dfrac{\Delta U_{ies}}{U_{S\text{nom}}} 100\%\right)$;

— tensiunea nominală la intrare $U = 220$ V. Limitele de variaţie sînt între 160 şi 240 V. Tensiunea la mers în gol a stabilizatorului este 250 V.

Stabilizatorul a fost calculat pentru alimentarea unei sarcini inductive variabile cu $\cos\varphi = 0{,}76$. Curba tensiunii de ieşire s-a apropiat în mod mulţumitor de o sinusoidă.

Pentru calculul stabilizatorului s-a utilizat metoda expusă. Schema adoptată a fost cea din figura 9, unde : $w_e = 452$ spire ; $w_k = 114$ spire, ambele sînt puse pe acelaşi miez ; $C_3 = 30\ \mu F$; $w_{L3} = 250$ spire ; $C_5 = 12\ \mu F$; $w_{L5} = 340$ spire ; $C = C_3 + C_5 = 42\ \mu F$; $w_L = 437$ spire ; $w_S = 377$ spire ; $C_C = 16\ \mu F$.

Performanţele stabilizatorului sînt evidenţiate de :

a) caracteristica $U_{*S} = f(U_*)$ la sarcină constantă (fig. 10) ;

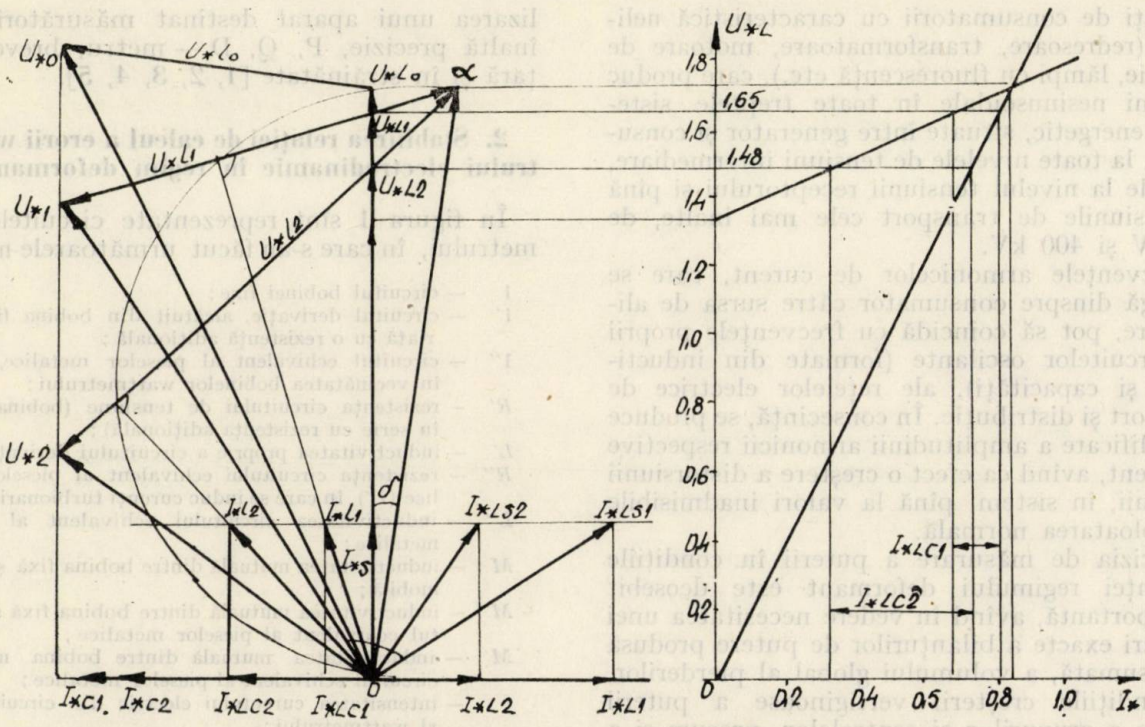


Fig. 12. Diagrama vectorială a stabilizatorului realizat.

b) caracteristica externă $U_{*S} = f(I_*)$ pentru diferite valori constante ale tensiunii de intrare (fig. 11);

c) diagrama vectorială (fig. 12).

Bibliografie

[1] *Bogdanov, D. I.* Ferrorezonansnîe stabilizatorî napriajeniia. Moscova, Energhiia, 1972.

[2] *Crug, C. A.* Bazele electrotehnicii. Vol. **II**, Bucureşti, Ed. tehnică, 1952.

[3] *Dumitrescu, M.* Stabilizatoare de tensiune şi curent. Bucureşti, Ed. tehnică, 1965.

[4] *Neiman, L. R.* şi *Kalantarov, P. L.* Bazele teoretice ale electrotehnicii. Vol. **II**. Bucureşti, Ed. energetică de stat, 1955.

[5] *Petrov, V. V.* şi *Piotrovschi, B. A.* Stabilizatoare de tensiune şi curent. Bucureşti, Ed. energetică de stat, 1955.

[6] *Zeveke, G. Ionkin, P., Netushil, A., Strakhov, S.* Analisis of electric circuits — Mir Publishers, Moscow, 1969.

Intrat în redacţie la 14.IX.1974

CIRCUIT ELECTRIC
REGIM PERIODIC NESINUSOIDAL
WATTMETRU ELECTRODINAMIC

CZ 621.317.784 : 538.551.3

Asupra funcţionării wattmetrului electrodinamic în regim deformant

CARMEN GOLOVANOV şi ALFONS IFRIM — BUCUREŞTI

Dr. ing. Carmen Golovanov, născută în 1940, absolventă a Facultăţii de electrotehnică — Institutul politehnic — Bucureşti, din 1962, este şef de lucrări la Institutul politehnic — Bucureşti.

Dr. ing. Alfons Ifrim, născut în 1927, absolvent al Facultăţii de electrotehnică — Institutul politehnic — Bucureşti, din 1950, este profesor la Institutul politehnic — Bucureşti.

1. Introducere

Dezvoltarea sistemelor energetice moderne, atît din punct de vedere al complexităţii lor, cît şi ca extindere, creează probleme deosebit de importante pentru specialiştii în acest domeniu, datorită regimurilor deformante în reţelele de transport şi distribuţie a energiei electrice, generate, în principal, de instalaţiile de redresare a curentului alternativ, larg utilizate actualmente în metalurgie, chimie, tracţiune feroviară.

Reţelele de alimentare ale întreprinderilor industriale sînt parcurse de curenţi, ale căror curbe de variaţie în timp sînt distorsionate,

generați de consumatorii cu caracteristică neliniară (redresoare, transformatoare, motoare de inducție, lămpi cu fluorescență etc.), care produc tensiuni nesinusoidale în toate treptele sistemului energetic, situate între generator și consumator, la toate nivelele de tensiuni intermediare, deci, de la nivelul tensiunii receptorului și pînă la tensiunile de transport cele mai înalte, de 220 kV și 400 kV.

Frecvențele armonicelor de curent, care se propagă dinspre consumator către sursa de alimentare, pot să coincidă cu frecvențele proprii ale circuitelor oscilante (formate din inductivități și capacități), ale rețelelor electrice de transport și distribuție. În consecință, se produce o amplificare a amplitudinii armonicii respective de curent, avînd ca efect o creștere a distorsiunii tensiunii, în sistem, pînă la valori inadmisibile în exploatarea normală.

Precizia de măsurare a puterii în condițiile existenței regimului deformant este deosebit de importantă, avînd în vedere necesitatea unei evaluări exacte a bilanțurilor de putere produsă și consumată, a volumului global al pierderilor, în condițiile creșterii vertiginoase a puterii unitare a grupurilor și centralelor, precum și a consumului.

Noile realizări în tehnologia circuitelor integrate și producerea circuitelor de comutație, în variante unificate, sînt premise care vor asigura introducerea tehnicii numerice la măsurarea puterii, ceea ce va permite obținerea unei precizii însemnate și va da posibilitatea prelucrării automate a rezultatelor în sisteme moderne de calcul.

Cu toată evoluția înregistrată în ultimii ani în tehnologia și tehnica solidului, în instalațiile și laboratoarele energetice se utilizează, în continuare, traductoare analogice de putere, realizate pe principii cunoscute de zeci de ani.

Articolul își propune un studiu asupra funcționării celui mai răspîndit aparat pentru măsurarea puterii — wattmetrul electrodinamic — în cazul în care circuitele sale sînt alimentate sub tensiuni și curenți nesinusoidali, stabilirea unei relații de calcul a erorii în regim deformant și relevarea unor aspecte practice, constructive, de realizare adecvată a acestuia.

În literatura de specialitate se întîlnesc preocupări pentru elucidarea aspectelor teoretice și practice ale influenței formelor de undă ale tensiunii și curentului asupra wattmetrului electrodinamic, cu mult anterioare actualei etape, caracterizată de o mare frecvență a fenomenelor deformante în rețele [6, 7, 8].

Ultimele lucrări se concentrează asupra realizării unor wattmetre de clasă de precizie 0,2 pentru un domeniu larg de frecvențe pînă la 10 kHz [11, 12, 13, 14]. Prof. dr. ing. I. S. Antoniu aduce un însemnat aport la analiza cauzelor de erori care intervin în funcționarea wattmetrului, în cazul regimului deformant, precum și la realizarea unui aparat destinat măsurătorilor de înaltă precizie, P, Q, D — metru, brevetat în țară și în străinătate [1, 2, 3, 4, 5].

2. Stabilirea relației de calcul a erorii wattmetrului electrodinamic în regim deformant

În figura 1 sînt reprezentate circuitele wattmetrului, în care s-au făcut următoarele notații :

1 — circuitul bobinei fixe ;
1′ — circuitul derivație, alcătuit din bobina fixă înseriată cu o rezistență adițională ;
1″ — circuitul echivalent al pieselor metalice, situate în vecinătatea bobinelor wattmetrului ;
R' — rezistența circuitului de tensiune (bobina mobilă în serie cu rezistența adițională) ;
L' — inductivitatea proprie a circuitului derivație ;
R'' — rezistența circuitului echivalent al pieselor metalice (1″), în care se induc curenți turbionari ;
L'' — inductivitatea circuitului echivalent al pieselor metalice ;
M — inductivitatea mutuală dintre bobina fixă și bobina mobilă ;
M' — inductivitatea mutuală dintre bobina fixă și circuitul echivalent al pieselor metalice ;
M'' — inductivitatea mutuală dintre bobina mobilă și circuitul echivalent al pieselor metalice ;
i — intensitatea curentului electric din circuitul serie al wattmetrului ;
i' — intensitatea curentului electric din circuitul derivație al wattmetrului ;
i'' — intensitatea curentului (turbionar) din circuitul echivalent pieselor metalice.

Menționăm faptul că, parametrii R'', L'' și M'' depind de frecvență din cauza efectului de refulare a curenților induși în piesele metalice. În cele ce urmează, se neglijează, însă, această dependență, în scopul simplificării calculelor ; aproximația pe care o facem astfel, este justificată de influența mică pe care o au acești parametri în funcționarea wattmetrelor construite pentru benzi largi de frecvențe.

Se deduce expresia deviației α, în cazul funcționării cu alimentare separată a circuitelor wattmetrului, în următoarele condiții :

— bobina fixă de curent (circuitul 1 din figura 1) este parcursă de curentul alternativ nesinusoidal

$$i = \sum_n I_n \sqrt{2} \sin (n\omega t + \gamma_n) ;$$

— circuitul 1′ al bobinei mobile de tensiune, de rezistență R' și inductivitate L', este alimen-

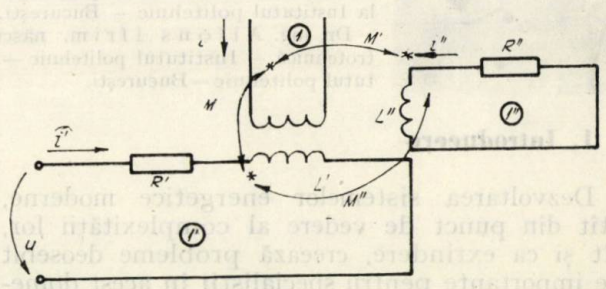


Fig. 1. Schema echivalentă a circuitelor wattmetrului electrodinamic.

tat sub tensiune alternativă nesinusoidală la borne :

$$u = \sum_m U_m \sqrt{2} \sin(m\omega t + \beta_m),$$

fiind străbătută de un curent i'.

Fluxurile celor două bobine, produse de curenții i și i', induc în piesele metalice din interiorul wattmetrului curenți turbionari al căror efect, în ansamblu, asupra circuitelor celor două bobine ale aparatului, se echivalează cu acela al unui circuit unic (1''), avînd o rezistență echivalentă R'', o inductivitate proprie echivalentă L'' și care este străbătut de un curent turbionar echivalent i''.

Din teorema forțelor generalizate, Lagrange, aplicată acestui sistem, care admite un singur grad de libertate — rotația bobinei mobile în jurul axului — se deduce expresia cuplului activ instantaneu, care se exercită asupra echipajului mobil :

$$(C_a)_i = \frac{\partial W_{\text{inter}}}{\partial \alpha}, \tag{1}$$

în care : W_{inter} reprezintă energia magnetică de interacțiune dintre circuitele wattmetrului, iar α este deviația :

$$W_{\text{inter}} = Mii'' + M''i''i' + M'ii''. \tag{2}$$

Termenul $M'ii''$, care corespunde interacțiunii dintre bobina de curent și circuitul echivalent al pieselor metalice, în care se induc curenți turbionari, nu produce cuplu, deoarece inductivitatea mutuală M' este independentă de valoarea deviației α și, deci : $\frac{\partial M'}{\partial \alpha} = 0$.

Rezultă că valoarea instantanee a cuplului activ are expresia :

$$(C_a)_i = \frac{\partial M}{\partial \alpha} ii' + \frac{\partial M''}{\partial \alpha} i''i'. \tag{3}$$

Expresia deviației α a bobinei mobile se obține prin egalarea, în situația de echilibru, a valorii medii într-o perioadă, a cuplului activ instantaneu cu cuplul rezistent

$$C_r = D\alpha.$$

Se obține, deci :

$$\frac{\partial M}{\partial \alpha} \overbrace{ii'} + \frac{\partial M''}{\partial \alpha} \overbrace{i''i'} = D\alpha, \tag{4}$$

sau :

$$\alpha = \frac{1}{D} \frac{\partial M}{\partial \alpha} \overbrace{ii'} + \frac{1}{D} \frac{\partial M''}{\partial \alpha} \overbrace{i''i'}. \tag{5}$$

în care :

$$\overbrace{ii'} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t)\, i'(t)\, dt,$$

$$\overbrace{i''i''} = \frac{1}{T} \int_0^T i'(t)\, i''(t)\, dt.$$

Puterea activă P, măsurată de wattmetru, corespunzătoare tensiunii u și curentului i, are expresia :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T ui\, dt = \overbrace{ui}. \tag{6}$$

Pentru circuitul de tensiune rezultă ecuația :

$$u = R'i' + L' \frac{di'}{dt} + M \frac{di}{dt} + M'' \frac{di''}{dt}. \tag{7}$$

Dacă se multiplică relația (7) cu i și se mediază pe o perioadă, se obține ecuația :

$$\overbrace{ui} = R'\overbrace{i'i} + L' \overbrace{\frac{di'}{dt} i} + M \overbrace{\frac{di}{dt} i} + M'' \overbrace{\frac{di''}{dt} i}, \tag{8}$$

în care, însă :

$$\overbrace{i \frac{di}{dt}} = 0, \tag{9}$$

deoarece armonicele de același ordin din seriile Fourier ale curentului i și derivatei $\frac{di}{dt}$ sînt în cvadratură.

Deci, relația (8) se poate scrie sub următoarea formă (luînd în considerație și expresia (6)) :

$$P = R' \overbrace{ii'} + L' \overbrace{i \frac{di'}{dt}} + M'' \overbrace{i \frac{di''}{dt}},$$

din care se obține :

$$\overbrace{ii'} = \frac{P}{R'} - \frac{L'}{R'} \overbrace{i \frac{di'}{dt}} - \frac{M''}{R'} \overbrace{i \frac{di''}{dt}}. \tag{10}$$

Înlocuind relația (10) în expresia (5) a deviației α și utilizînd notația :

$$K = \frac{1}{R'D} \frac{\partial M}{\partial \alpha}, \tag{11}$$

se obține :

$$\alpha = KP - KL' \overbrace{i \frac{di'}{dt}} - KM'' \overbrace{i \frac{di''}{dt}} +$$

$$+ \frac{1}{D} \frac{\partial M''}{\partial \alpha} \overbrace{i'i''}. \tag{12}$$

Legile inducției electromagnetice și ale conducției electrice aplicate circuitului 1'', echivalent pieselor metalice parcurse de curenți turbionari, conduc la relația :

$$-M'\frac{di}{dt} - M''\frac{di'}{dt} = R''i'' + L''\frac{di''}{dt}. \quad (13)$$

Dacă se multiplică ambii membri ai acestei egalități cu i și se mediază pe o perioadă, se obține relația :

$$-M'\,\widetilde{i\frac{di}{dt}} - M''\,\widetilde{i\frac{di'}{dt}} = R''\widetilde{ii''} + L''\,\widetilde{i\frac{di''}{dt}}, \quad (14)$$

din care rezultă, luînd în considerație relația (9) :

$$\widetilde{i\frac{di''}{dt}} = -\frac{M''}{L''}\,\widetilde{i\frac{di'}{dt}} - \frac{R''}{L''}\widetilde{ii''}. \quad (15)$$

Înlocuind (15) în (12), rezultă expresia deviației α :

$$\alpha = KP - K\left(L' - \frac{M''^2}{L''}\right)\widetilde{i\frac{di'}{dt}} + K\frac{M''R''}{L''}\widetilde{ii''} + \frac{1}{D}\frac{\partial M''}{\partial \alpha}\widetilde{i'i''}. \quad (16)$$

Deoarece expresia curentului din circuitul derivație are forma :

$$i' = \sum_m I'_m\sqrt{2}\,\sin(m\,\omega t + \gamma'_m) \quad (17)$$

și, deci :

$$\frac{di'}{dt} = \sum_m m\,\omega\, I'_m\sqrt{2}\cos(m\,\omega t + \gamma'_m)$$

și de altă parte, luînd în considerație expresia curentului i:

$$i = \sum_n I_n\sqrt{2}\,\sin(n\,\omega t + \gamma_n),$$

precum și egalitatea :

$$\widetilde{i\frac{di'}{dt}} = \sum_m\sum_n 2m\,\omega I_n I'_m\frac{1}{T}\int_0^T \sin(n\,\omega t + \gamma_n)\cos(m\omega t + \gamma'_m)dt, \quad (18)$$

mai rezultă expresia următoare :

$$\widetilde{i\frac{di'}{dt}} = \sum_m m\omega I_m I'_m\sin(\gamma_m - \gamma'_m), \quad (19)$$

(deoarece pentru $m \neq n$, integralele definite sînt nule). În mod similar, rezultă expresiile :

$$\widetilde{ii''} = \sum_m I_m I''_m\cdot\cos(\gamma_m - \gamma''_m), \quad (20)$$

$$\widetilde{i'i''} = \sum_m I'_m I''_m\cdot\cos(\gamma'_m - \gamma''_m). \quad (21)$$

În figura 2 s-a reprezentat diagrama fazorială a tensiunii și curenților din expresia deviației.

Înlocuind expresiile (19), (20) și (21) în relația (16), se obține :

$$\alpha = KP - K\left(\omega L' - \frac{\omega^2 M''^2}{\omega L''}\right)\sum_m m\,I_m I'_m\sin(\gamma_m - \gamma'_m) + K\frac{M''R''}{L''}\sum_m I_m I''_m\cos(\gamma_m - \gamma''_m) + \frac{1}{D}\frac{\partial M''}{\partial\alpha}\sum_m I'_m I''_m\cos(\gamma'_m - \gamma''_m). \quad (22)$$

Din expresia (22) a deviației α, apare evidentă influența curenților turbionari din piesele metalice, care produc defazarea fluxului magnetic, în raport cu curentul, în bobina serie a aparatului [14] și determină cupluri suplimentare ce se exercită asupra bobinei mobile.

În consecință, se impune ca, în construcția wattmetrului, să nu se dispună piese din fier (sau alte metale) în imediata apropiere a celor două bobine. Procedeul de ecranare utilizat pentru eliminarea influenței cîmpurilor magnetice exterioare prezintă, deci, dezavantajul esențial al inducerii în ecrane a curenților turbionari care, mai ales la frecvențe înalte, condiționează apariția unor erori la măsurarea puterii active.

În concluzie, pentru diminuarea erorilor datorate curenților turbionari este necesar să se recurgă la următoarele măsuri :

— pentru eliminarea influenței cîmpurilor magnetice exterioare se va folosi procedeul de astaticizare ;

— piesele metalice inevitabile în construcția aparatului se vor amplasa în puncte necritice (astfel încît inductivitățile mutuale M' și M'' să fie foarte mici) și se vor executa dintr-un

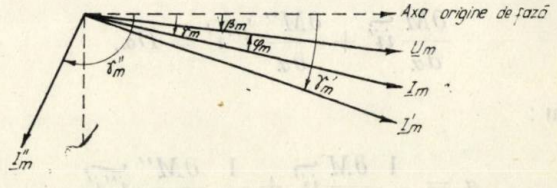


Fig. 2. Diagrama fazorială a tensiunii la borne și a curenților din circuitele wattmetrului.

material de rezistivitate mare (de exemplu din manganină).

În literatură este descrisă realizarea unui wattmetru de clasă 0,2 pentru frecvențe pînă la 10 kHz, la care au fost adoptate măsurile menționate mai sus pentru eliminarea curenților turbionari.

În aceste condiții, considerîndu-se $M' = 0$ și $M'' = 0$, relația (22) ia următoarea formă mai simplă :

$$\alpha = KP - KL'\omega \sum_m m I_m I'_m \sin(\gamma_m - \gamma'_m),$$

sau :

$$\alpha = KP - K \sum_m m \sqrt{U_m^2 + m^2\omega^2 M^2 I_m^2 - 2m\omega M U_m I_m \sin(\beta_m - \gamma_m)} \cdot \sin\theta_m \cdot \sin(\gamma_m - \gamma'_m), \quad (23)$$

în care :

$$\gamma'_m = \operatorname{arc\,tg} \frac{U_m \sin\beta_m - m\omega M I_m \cos\gamma_m}{U_m \cos\beta_m + m\omega M I_m \sin\gamma_m} - \theta_m \quad (24)$$

$$\operatorname{tg}\theta_m = \frac{m\omega L'}{R'}.$$

După transformări simple, se mai obține expresia :

$$\alpha = KP - K \sum_m \left\{ U_m I_m \left[\sin^2\theta_m \cdot \cos(\beta_m - \gamma_m) - \frac{\sin 2\theta_m}{2} \cdot \sin(\beta_m - \gamma_m) \right] + m\omega M I_m^2 \frac{\sin 2\theta_m}{2} \right\}. \quad (25)$$

Dacă se notează :

$$\beta_m - \gamma_m = \varphi_m,$$

și se introduce, în (25), expresia :

$$P = \sum_m U_m I_m \cos\varphi_m,$$

rezultă :

$$\alpha = K \sum_m \left[U_m I_m \cos\theta_m \cos(\varphi_m - \theta_m) - \frac{1}{2} m\omega M I_m^2 \sin 2\theta_m \right]. \quad (26)$$

Eroarea de măsurare a puterii rezultă :

$$\varepsilon = \frac{P_{măsurat} - P}{P} = \frac{\frac{\alpha}{K} - P}{P}, \text{ sau :}$$

$$\varepsilon = \frac{-\sum_m \left[U_m I_m \sin\theta_m \sin(\theta_m - \varphi_m) + m\omega M I_m^2 \frac{\sin 2\theta_m}{2} \right]}{\sum_m U_m I_m \cos\varphi_m}. \quad (27)$$

Analizăm cei doi termeni care apar în expresia erorii. Primul termen avînd expresia :

$$\varepsilon_1 = \frac{-\sum_m U_m I_m \sin\theta_m \sin(\theta_m - \varphi_m)}{\sum_m U_m I_m \cos\varphi_m}, \quad (28)$$

este condiționat de existența defazajului θ_m dintre tensiunea și curentul din circuitul de tensiune, corespunzător inductivității nenule L'.

Rezultă că, pentru diminuarea erorii, trebuie realizată, prin construcție, condiția $R' \gg \omega L'$.

În tabelul 1 au fost calculate erorile date de relația (28), pentru anumite mărimi de intrare impuse (tensiune și curent), în funcție de faza inițială γ_3 a armonicei de curent de ordinul 3, pentru două wattmetre : W_1 — wattmetru cu ac indicator avînd $L' = 10{,}4 \cdot 10^{-3}$ H ; $R' = 5\,000\ \Omega$, clasa de precizie 0,5, $U_n = 150$ V, $I_n = 5$ A și W_2 — wattmetru cu spot luminos, avînd $L' = 14{,}02 \cdot 10^{-3} H$ și $R' = 60\,000\ \Omega$, clasa de precizie 0,2, $U_n = 240$ V, $I_n = 5$ A.

În figura 3 s-au reprezentat curbele erorii wattmetrului W_1, $\varepsilon_1 = f(\gamma_3)$ pentru mărimi de intrare, tensiune și curent, nesinusoidale.

Din tabel rezultă influența defazajului θ_m asupra preciziei de măsurare a puterii ; dacă rezistența circuitului de tensiune este mult mai mare decît reactanța sa inductivă, ca în cazul wattmetrului W_2, se constată că erorile la alimentarea în regimuri nesinusoidale sînt mici și sînt în limitele date de clasa de precizie.

Pentru un același defazaj γ_3 se constată din curbele 1, 2, 3, din figura 3, ca și din tabelul 1 și din expresia (28) că eroarea este mai mică atunci cînd puterea măsurată $P = \sum_m U_m I_m \cos\varphi_m$ este mai mare.

Cel de-al doilea termen din expresia erorii este următorul :

$$\varepsilon_2 = \frac{-\sum_m m\omega M I_m^2 \frac{\sin 2\theta_m}{2}}{\sum_m U_m I_m \cos\varphi_m}. \quad (29)$$

Se constată că în relația (29) apare inductivitatea mutuală M dintre cele două bobine — fixă și mobilă, precum și defazajele θ_m definite în circuitul derivație.

În literatură [14] se demonstrează că, cuplul perturbator, proporțional cu inductivitatea mu-

Tabelul 1

Valori ale erorii de măsurare a wattmetrului, determinate de inductivitatea circuitului derivație

$u = 120\sqrt{2}\sin(\omega t + 10°) + 90\sqrt{2}\sin(3\omega t + 10°)$; $u = 120\sqrt{2}\sin(\omega t + 10°) + 60\sqrt{2}\sin(3\omega t + 10°)$;
$i = 4\sqrt{2}\sin(\omega t + 80°) + 3\sqrt{2}\sin(3\omega t + \gamma_3)$; $i = 4\sqrt{2}\sin(\omega t + 80°) + 3\sqrt{2}\sin(3\omega t + \gamma_3)$;

$u = 120\sqrt{2}\sin(\omega t + 10°) + 30\sqrt{2}\sin(3\omega t + 10°)$
$i = 4\sqrt{2}\sin(\omega + 80°) + 3\sqrt{2}\sin(3\omega t + \gamma_3)$

γ_3, 0	$P = \sum_m U_m I_m \cdot \cos\varphi_m$, W	Wattm·W_1 ε_1%	Wattm·W_2 ε_1%	γ_3, 0	P, W	Wattm·W_1 ε_1%	Wattm·W_2 ε_1%	γ_3, 0	P, W	Wattm·W_1 ε_1%	Wattm·W_2 ε_1%
20	430,056	−0,08985	−0,02019	20	334,96	−0,106	−0,02381	20	249,56	−0,1302	−0,02925
30	417,879	−0,11378	−0,02556	30	333,76	−0,1243	−0,02793	30	248,96	−0,1419	−0,03188
40	397,98	−0,14093	−0,03166	40	319,76	−0,1471	−0,03305	40	241,96	−0,1581	−0,03552
50	370,98	−0,17103	−0,03843	50	302,36	−0,1725	−0,03876	50	233,26	−0,1744	−0,03918
60	337,77	−0,20717	−0,04655	60	280,16	−0,2018	−0,04534	60	222,16	−0,193	−0,04336
70	299,16	−0,25158	−0,05653	70	254,16	−0,2365	−0,05314	70	209,16	−0,2138	−0,04804
80	265,5	−0,29816	−0,06699	80	225,76	−0,2772	−0,06228	80	194,96	−0,2355	−0,05291
90	211,045	−0,38636	−0,08681	90	195,56	−0,328	−0,0737	90	179,84	−0,2606	−0,05855
100	164,16	−0,50166	−0,11272	100	164,16	−0,395	−0,08876	100	164,16	−0,2865	−0,06437
110	117,275	−0,695	−0,15617	110	132,76	−0,4935	−0,11089	110	148,48	−0,3155	−0,07089
120	71,82	−1,102	−0,24763	120	102,56	−0,61	−0,13707	120	133,36	−0,344	−0,0773
130	29,16	−2,5811	−0,5799	130	74,16	−0,81	−0,18201	130	119,16	−0,375	−0,08426
				140	48,16	−1,172	−0,26336	140	106,16	−0,404	−0,09078
				150	25,96	−2,02	−0,45391	150	95,06	−0,428	−0,09617

tuală M, depinde de solenațiile bobinelor de curent și de tensiune. Pentru micșorarea acestui cuplu este indicată reducerea solenațiilor, suspendarea bobinei mobile prin intermediul unor benzi elastice și utilizarea unui dispozitiv optic pentru citirea deviațiilor.

Din acest punct de vedere, wattmetrele cu spot luminos mai prezintă și avantajul că unghiul de rotație a bobinei de tensiune este mic, aproximativ de 10° ÷ 15°, spre deosebire de aparatele cu ac indicator, la care acesta este de 90°.

Astfel, se poate realiza o variație liniară a inductivității mutuale M, în funcție de deviația α și, prin montarea adecvată a bobinei mobile pe ax, în domeniul unghiului de rotație redus la 10° ÷ 15°, se pot obține valori minime ale parametrului M.

3. Concluzii referitoare la alegerea tipului de wattmetru electrodinamic pentru măsurarea puterii în regim deformant

Studiul efectuat în capitolul 2 a permis obținerea unei relații de calcul pentru eroarea wattmetrului, în care intervin atît parametrii constructivi ai aparatului (L', R' și M), cît și amplitudinile și fazele armonicilor tensiunii și curentului care alimentează circuitele derivație și serie. De asemenea, s-au evidențiat aspecte de ordin practic referitoare la alegerea adecvată a wattmetrului destinat măsurărilor de putere activă în regim deformant.

Pentru a se obține o eroare minimă, în cazul în care tensiunea și curentul sînt nesinusoidale, se va folosi un wattmetru la care :

— pentru eliminarea influenței cîmpurilor magnetice exterioare se folosește astaticizarea (nu ecranarea) ;

— volumul pieselor metalice este redus la minimum necesar ; ele sînt amplasate în puncte necritice și realizate din materiale cu rezistivitate mare ;

— rezistența circuitului de tensiune este foarte mare, comparativ cu reactanța sa ;

— bobina mobilă este suspendată pe benzi elastice, prevăzută cu dispozitiv optic (deci, unghiul de rotație este redus, permițînd o gradație aproape liniară a scării, o înaltă sensibilitate

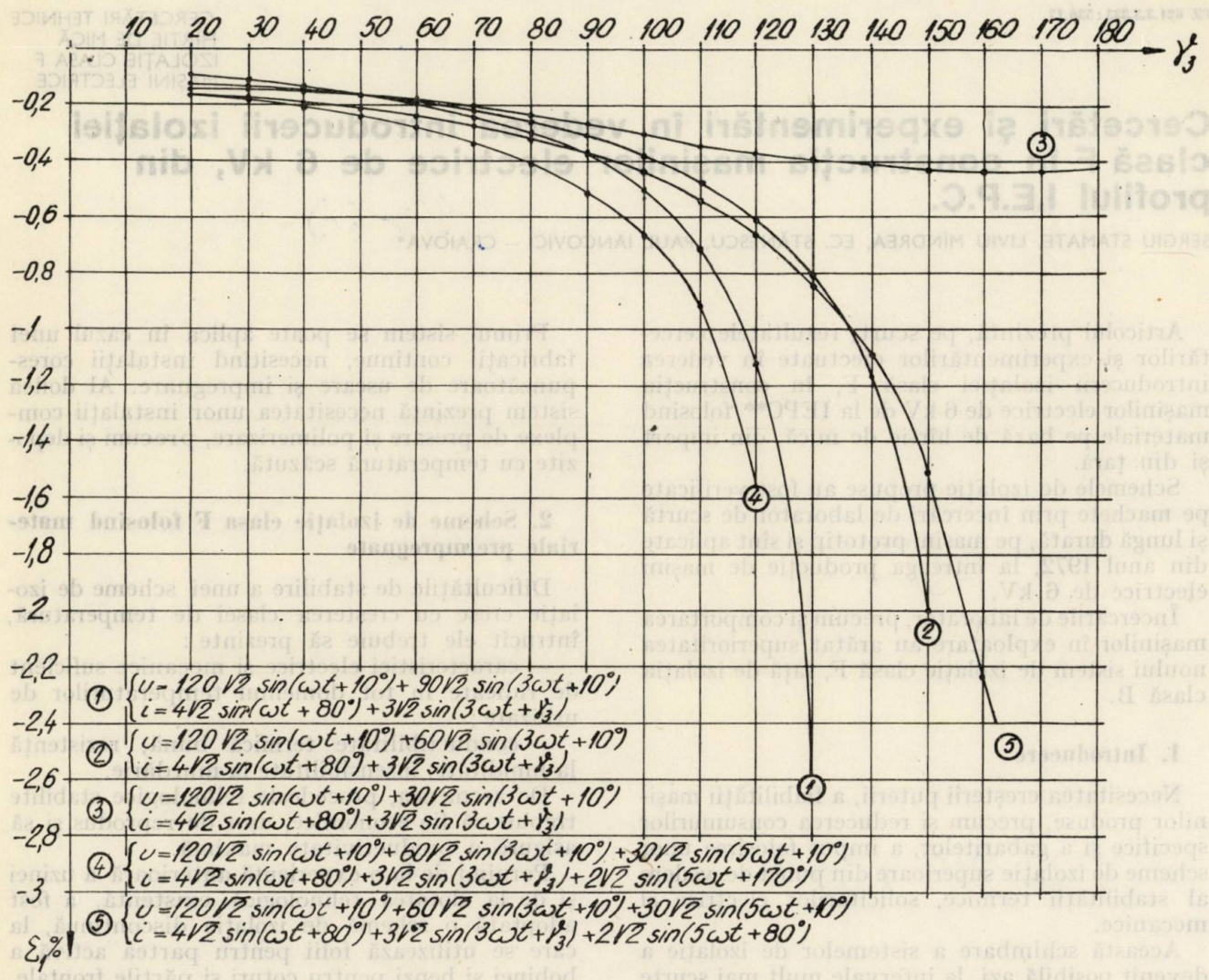


Fig. 3. Erori de măsurare ale wattmetrului în diferite regimuri deformante, determinate de inductivitatea circuitului derivație.

și o extindere apreciabilă a domeniului de frecvență ;

— eroarea de frecvență este compensată într-un domeniu larg (0—1 kHz).

Bibliografie

[1] *Antoniu, I. S.* Funcționarea wattmetrelor electrodinamice în regim deformant. În : Studii și cercetări de energetică, nr. 3—4, 1955, pag. 547—563.

[2] *Budeanu, C., Antoniu, I. S.* Asupra problemei măsurilor de puteri și energii electrice în regim deformant. În : Electricitatea, nr. 1, 1951, pag. 9—15.

[3] *Antoniu, I. S.* Influence du régime déformant sur les conditions de mesure de la puissance et de l'énergie active. Raport CIGRÉ, nr. 301, 1958.

[4] *Antoniu, I. S., Leon, M.* Sur la mesure des grandeurs énergétiques en régime déformant. Mesure des puissances. Congrès MESUCORA, Paris, 1967.

[5] *Antoniu, I. S., Leon, M.* Linear electronic model for the determination of active and reactive powers in nonsinusoidal state. În : Acta Imeko, 1967.

[6] *Behne, E.* Wattmeterfehler bei hohen Periodenzahlen. În : Elektrotechnik und Maschinenbau. Vol. **XXIX**. 1911, Heft 13, pag. 257—264.

[7] *Dina, A.* Über den Gebrauch des dynammetrischen wattmeters bei hohen Frequenzen. În : ETZ, Heft 28 1913, pag. 805.

[8] *Drysdale, C. V.* Theorie des dynamometrischenwattmeters. În: ETZ **32**, 1911, pag. 116—117.

[9] *Kobbe, U.* Neue präzisions-Drehspul-Zeigerinstrumente der Klasse 0,2. În : A T M, 1964, J. 721—22.

[10] *Morren, L.* Causes d'erreurs dans la mesure de la puissance. În : Revue E, vol. **II**, no. 6, 1958, pag. 153—165.

[11] *Münch, G.* Elektrodynamische lichtmarkenleistungsmesser der Klassen 0,1 ; 0,2 und 0,5. În : A.T.M. 1966, J. 741—14.

[12] *Münch, G.* Elektrodynamischer Zeigerleistungsmesser der Klasse 0,2. În : A.T.M. 1964, J. 741—13.

[13] *Partenfelder, H.* Dreheisen — Präzisionsinstrumente der Klasse 0,2 mit massezeiger. În : A.T.M., 1964, J. 731—10.

[14] *Philipp, W.* Wattmetru cu spot luminos de clasă de precizie 0,2 pentru frecvențe pînă la 10 kHz. În : Culegere de traduceri I.D.T. Aparate de măsurat electrice, 1970, din A.T.M., nr. 397, 1969.

[15] *Serralunga, R.* Analisi sperimentale del funzionamento degli elettrodinamometri. În : L'Elettrotecnica, vol. **XXV**, nr. 17, 1938, pag. 609—614.

Intrat în redacție la 16.X.1974

CZ 621.3.3.333 : 530.17

CERCETĂRI TEHNICE
HÎRTIE DE MICĂ
IZOLAȚIE CLASA F
MAȘINI ELECTRICE

Cercetări și experimentări în vederea introducerii izolației clasă F în construcția mașinilor electrice de 6 kV, din profilul I.E.P.C.

SERGIU STAMATE, LIVIU MÎNDREA, EC. STĂNESCU, PAUL IANCOVICI – CRAIOVA*

Articolul prezintă, pe scurt, rezultatele cercetărilor și experimentărilor efectuate în vederea introducerii izolației clasă F, în construcția mașinilor electrice de 6 kV de la IEPC**, folosind materiale pe bază de hîrtie de mică, din import și din țară.

Schemele de izolație propuse au fost verificate pe machete prin încercări de laborator de scurtă și lungă durată, pe mașini prototip și sînt aplicate din anul 1972, la întreaga producție de mașini electrice de 6 kV.

Încercările de laborator, precum și comportarea mașinilor în exploatare au arătat superioritatea noului sistem de izolație clasă F, față de izolația clasă B.

1. Introducere

Necesitatea creșterii puterii, a fiabilității mașinilor produse, precum și reducerea consumurilor specifice și a gabaritelor, a impus folosirea unor scheme de izolație superioare din punct de vedere al stabilității termice, solicitărilor electrice și mecanice.

Această schimbare a sistemelor de izolație a devenit posibilă azi, la intervale mult mai scurte decît altădată, datorită dezvoltării rapide a materialelor sintetice în industria chimică, care a dus la posibilitatea creării unor noi materiale izolante cu proprietăți mult superioare.

Cercetările și experimentările întreprinse la IEPC încă din anul 1969 au avut ca scop studiul și aplicarea în proiectarea și execuția mașinilor electrice de I.T. din profilul său a unor noi scheme de izolație, care să satisfacă cerințele specificate mai sus.

În funcție de procedeul tehnologic de introducere a rășinii în masa izolației, noile sisteme de izolație se împart în două mari grupe :

— sistem de izolație cu impregnare totală la care izolația se realizează cu benzi de mică poroase și se impregnează ulterior ;

— sistem de izolație cu benzi sau folii preimpregnate cu rășini sintetice care sînt polimerizate după aplicare, prin presare la cald.

Primul sistem se poate aplica în cazul unei fabricații continue, necesitînd instalații corespunzătoare de uscare și impregnare. Al doilea sistem prezintă necesitatea unor instalații complexe de presare și polimerizare, precum și depozite cu temperatură scăzută.

2. Scheme de izolație clasa F folosind materiale preimpregnate

Dificultățile de stabilire a unei scheme de izolație cresc cu creșterea clasei de temperatură, întrucît ele trebuie să prezinte :

— caracteristici electrice și mecanice suficient de ridicate în tot domeniul temperaturilor de utilizare ;

— conductibilitate termică bună, rezistență la umiditate, insensibilitate la murdărie.

De asemenea, procedeele tehnologice stabilite trebuie să fie economice, ușor de reprodus și să asigure o productivitate maximă.

Pornind de la o experiență anterioară a uzinei și de la dotarea tehnologică existentă, a fost adoptată o schemă de izolație discontinuă, la care se utilizează folii pentru partea activă a bobinei și benzi pentru coturi și părțile frontale.

Aprecierea noilor izolații a impus punerea la punct a unor metode accelerate de investigație.

Pentru verificarea acestor metode toate încercările efectuate au fost făcute, comparativ, pe machete cu izolația nouă și pe machete cu izolații, a căror comportare în exploatare era binecunoscută.

2.1. Încercări pe materiale

Pentru partea din crestătură a bobinei procedeul tehnologic aplicat este alcătuit din două faze :

a — înfășurarea foliei preimpregnate pe bobină ;

b — presarea și impregnarea bobinei la cald.

Prin încălzire și presare, rășina se înmoaie și pătrunde în toate interstițiile și apoi, prin prelungirea procesului termic într-un cuptor încălzit, se întărește definitiv.

Pentru această porțiune a bobinei au fost experimentate o folie de referință din import și micafoliul P701, produs în țară. Ambele folii sînt realizate din hîrtie de mică pe suport

* Ing. *Stamate S.* este director — IEPC. ing. *Mîndrea L.* — șef atelier proiectare „Mașini rotative", ing. *Stănescu Ec.* — cercetător, iar ing. *Iancovici F.* — proiectant la ICP — Craiova.

** Întreprinderea „Electroputere" – Craiova.

din țesătură de sticlă, preimpregnate cu rășină epoxidică nepolimerizată.

În tabelul 1 sînt trecute valorile caracteristice obținute pe aceste materiale.

Tabelul 1

Nr. crt.	Caracteristici	U/M	Folie de referință	Micafoliu P 701	
				0,15 mm	0,18 mm
1	Grosime	mm	0,17	0,127	0,178
2	Greutate pe m^2	g	246	186	275
3	Conținut de mică	%	48	60	56
4	Conținut de liant	%	38	24	28
5	Tensiune de străpungere pe 3 straturi	kV	14	13	15,2
6	tg δ la 20° pe 3 mm gr	—	0,013	0,025	0,014
7	tg δ la 150°C pe 3 mm gr	—	0,16	0,16	0,19
8	ε_r la 20° pe 3 mm gr	—	4,28	4,26	4,4
9	ε_r la 150° pe 3 mm gr	—	5,87	6,04	6,15
10	Rigiditatea dielectrică pe 3 mm grosime	kV/cm	202	183	197

Deoarece schema experimentată este o schemă discontinuă, pentru uniformizarea cîmpului electric în porțiunea de trecere de la partea activă la capătul frontal, s-au folosit benzi din același material sau cu caracteristici apropiate de cele folosite ca folii.

S-a experimentat o micabandă preîmpregnată din import și micabanda P 716 (bandă din hîrtie de mică pe suport din țesătură de sticlă, împregnată cu rășină epoxidică flexibilă, polimerizată).

Caracteristicile acestor benzi corespund tabelului 2.

Tabelul 2

Nr. crt.	Caracteristici	U/M	Micabandă preimpregnată	Micabandă P 716
1	Grosime	mm	0,17	0,151
2	Greutate pe m^2	g	245	212
3	Conținut de mică	%	45	56,5
4	Conținut de liant	%	38	28
5	Rezistența la tracțiune	kgf/cm	8,6	7,2
6	Tensiune de străpungere pe conductoare izolate	kV	—	6,3

2.2. *Încercări pe machete de izolație*

Experimentările au continuat pentru stabilirea valorilor caracteristice, obținute prin încercările de scurtă și lungă durată pe machete de izolație, folosind materialele de mai sus.

În tabelul 3 sînt trecute : varianta izolației clasă F cu materiale din import, varianta optimă obținută, folosind materiale fabricate în țară, precum și schema de izolație clasă B.

Schemele de izolație din tabel au fost experimentate pe bobina stator a unui motor sincron de 330 kW, 6 kV, 428 rot/min.

Conductorul folosit pentru toate bobinele a fost din cupru, cu secțiune dreptunghiulară, izolat cu email tereftalic și două straturi din fire de sticlă impregnate cu epoxi (tipul PE2S).

Teaca izolantă pentru schemele de izolație clasă F a avut grosimea de 1,8 mm și a fost

Tabelul 3

Nr. crt.	Schema de izolație	Varianta		
		I	II	III
1	Teaca	Micafoliu P701 grosime 1,8 mm	Micafoliu preimpregnat gr. 1,8 mm	Micafoliu MMS 0,15 mm gr. 2 mm
2	Coturi	Micabandă P716 0,15 mm 7 × 1/2 suprapus. Bandă de contracție din fire poliesterice. 1 × 1/2 suprapus	Micabandă preimpregnată 0,17 mm 6 × 1/2 suprapus. Bandă din pîslă poliesterică preimpregnată cu epoxi 0,22, 1 × 1/2 suprapus	Micabandă neagră 0,13 mm 5 × 1/2 suprapus. Bandă uleiată 1 × 1/2 suprapus. Bandă sticlă lăcuită 1 × 1/2 suprapus.
3	Părți frontale	Micabandă P716 0,15 mm 4 × 1/2 suprapus. Bandă de contracție 1 × 1/2 suprapus	Micabandă preimpregnată 0,17 mm 2 × 1/2 suprapus. Bandă din pîslă poliesterică preimpregnată cu epoxi 0,22 3 × 1/2 suprapus	Micabandă neagră 0,13 mm 3 × 1/2 suprapus. Bandă uleiată 2 × 1/2 suprapus. Bandă sticlă lăcuită. 1 × 1/2 suprapus
4	Ieșiri	Idem	Idem	Idem
5	Uscare după izolare	12 h la 140°C	12 h la 140°C	12 h la 140°C
6	Impregnare sub vid și presiune	Lac SIB 755—2 ori	Lac SIB 755—2 ori	Lac C—51 M

confecționată prin rularea în mașină, la rece și apoi prin presare în presă calibrată încălzită la temperatura de 180°C.

În figura 1 este trasată diagrama temperatură-timp de polimerizare a izolației din micafoliu

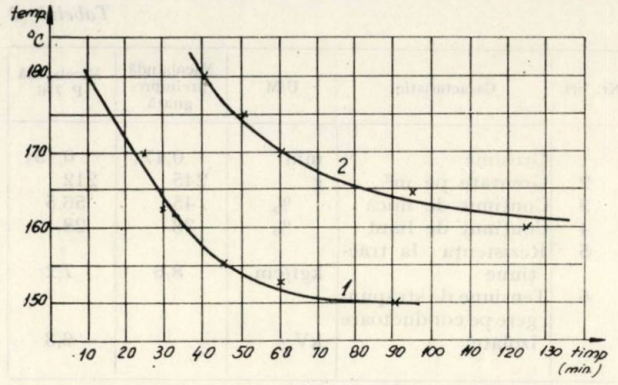


Fig. 1. Diagrama temperatură-timp de polimerizare a izolației din micafoliu P701 :
1 — grosimea izolației 0,7 mm; 2 — grosimea izolației 1,8 mm.

P701, stabilită pe presele încălzite din dotarea fabricii de mașini rotative a IEPC.

Realizarea izolației coturilor și a părților frontale prin aceeași metodă a presei încălzite, presupune un număr foarte mare de dispozitive complicate de presare și din această cauză metoda a fost exclusă de la început. Schemele propuse s-au bazat pe presarea izolației, atît pe porțiunea coturilor, cît și a părții frontale, cu ajutorul benzilor ce se contractă sub influența căldurii.

Aceasta impune, însă, pentru obținerea unei secțiuni dreptunghiulare și fără goluri, executarea unei izolații foarte îngrijite cu strîngerea maximă a benzii.

Au fost efectuate încercări intermediare în timpul procesului tehnologic și pe bobinele finite.

Rezultatele încercărilor referitoare la tensiunea de străpungere pe diversele scheme de izolație sînt trecute în tabelul 4.

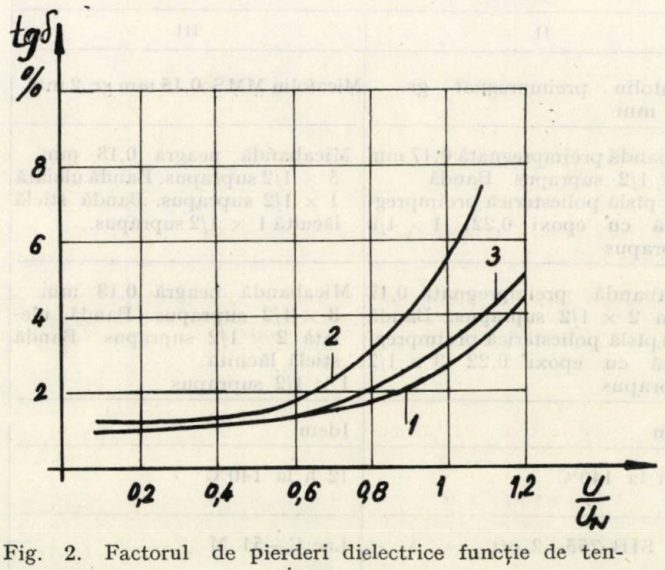


Fig. 2. Factorul de pierderi dielectrice funcție de tensiune :
1 — izolație din micafoliu import; 2 — izolație din micafoliu MMS; 3 — izolație din micafoliu P701.

Tabelul 4

Denumirea încercării	Starea izolației	Varianta		
		Bobină clasă F cu mat. imp.	Bobină cl. F mat. din țară	Bobină cl. B
Încercare timp de 1 min. cu tens. de 15 kV	După calibrare	rezistă	rezistă	rezistă
Idem 18 kV	După uscare 12 h la 140°C	rezistă	rezistă	rezistă
Tensiunea de conturnare pachet de fier—cot, kV	după calibrare	34	30	28
	după uscare	34	34,5	32
	după impregnare	37	40,5	38
Tensiunea de străpungere capete frontale (kV)	după calibrare	28	16	14
	după uscare	29	20	13
	după impregnare	31,5	28	20
Tensiunea de străpungere, cot, kV	după calibrare	24	24	10
	după uscare	27	26	23
	după impregnare	32	34,5	30
Tensiunea de străpungere partea activă, kV	după calibrare	33	30	28
	după uscare	38	32	38
	după impregnare	44	41	46

Valori inferioare față de cele prezentate în tabel s-au obținut pentru circa 18% din machete, iar tensiunea de străpungere minimă diferă de valorile arătate cu maximum 7%.

a. Factorul de pierderi dielectrice. În ceea ce privește dependența factorului de pierderi dielectrice de tensiune (fig. 2), se observă obținerea unor valori, la tensiunea nominală, foarte apropiate pentru cele două scheme de izolație clasă F și mult mai mici față de cele obținute pentru izolația clasă B. De asemenea, pragul de ionizare apare la o tensiune mai mică pentru izolația clasă B.

b. Dilatarea remanentă a izolației. Utilizarea izolației termoplastice este limitată, în special, de dilatarea ei la schimbările ciclice de temperatură, cînd pot apare fisuri datorită dilatării diferite a cuprului, izolației și fierului. Problema

termoplasticității izolației a fost rezolvată cu ajutorul izolației propuse.

Supusă la o serie de solicitări termice ciclice (40°C—140°C—40°C), dilatarea izolației clasă F este minimă.

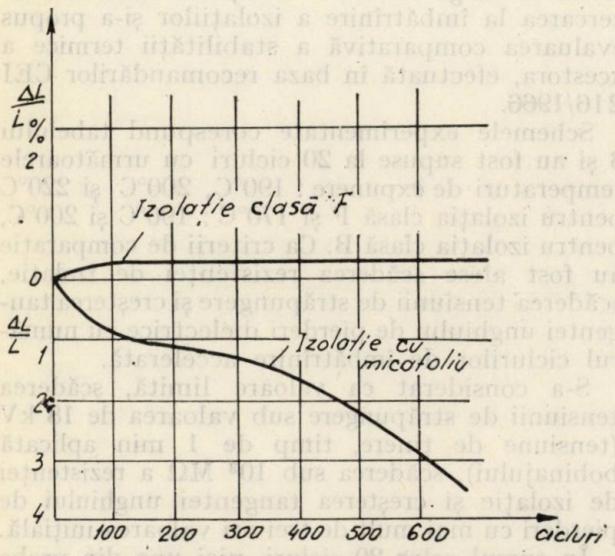


Fig. 3. Dilatarea izolației la solicitări termice ciclice.

c. Încercarea la șoc termic Normele CEI 68.2 recomandă, pentru gradul IV de severitate, șocuri termice (—25°C+75°C).

În figura 4 este trasată variația rezistenței de izolație în timpul a 50 de astfel de cicluri.

În urma acestei solicitări izolația clasă B prezintă o scădere a rezistenței de izolație, mult mai accentuată decît a celei clasă F.

d. Rezistența față de umiditate. Izolația pe bază de hîrtie de mică-sticlă, impregnată cu lacuri pe bază de rășini epoxidice se remarcă printr-o mare rezistență la umiditate.

După 24 de ore în apă scăderea rezistenței de izolație la schemele clasă F este de circa 3%, iar la cele clasă B de peste 40%.

c. Solicitările mecanice. Pe lîngă solicitările provocate de temperatură și cîmpul electric o mare influență o au asupra izolațiilor solicitările mecanice. Printre forțele ce acționează asupra înfășurării se pot enumera forțele ce apar ca urmare a accelerației întregii mașini (șocuri în cazul transportului și vibrații în funcționare), forțe electromagnetice și electrodinamice.

Aceste forțe pot modifica poziția punctelor fixe (a distanțatoarelor), care provoacă curburi ale capetelor frontale, ceea ce duce la supunerea

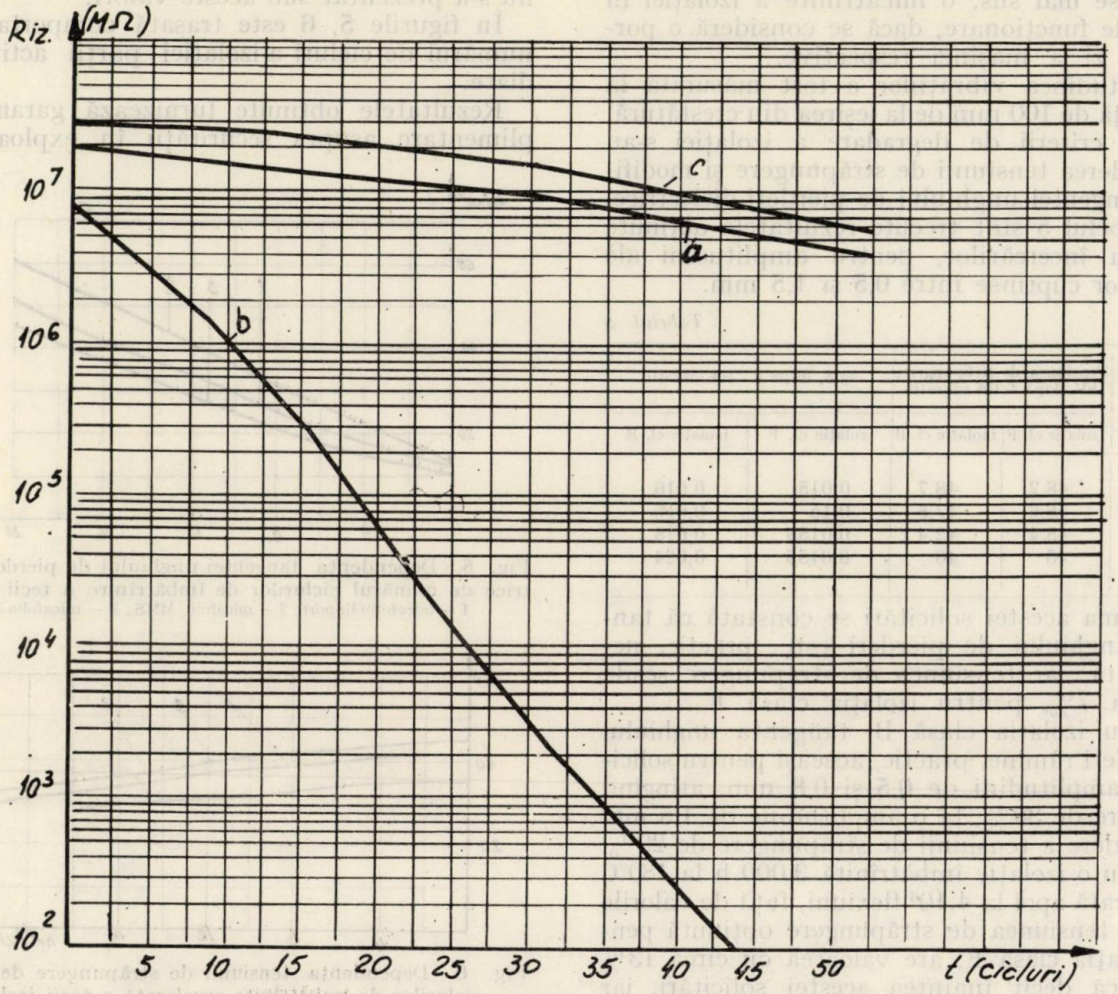


Fig. 4. Variația rezistenței cu numărul de cicluri de șoc termic (+70° —25°C):
a — izolație micafoliu import; b — izolație micafoliu MMS; c — izolație micafoliu P701.

izolației la solicitări mecanice mari, în special în porțiunea de trecere, la ieșirea din crestătură.

În cazul izolației termorigide amplitudinea mișcărilor este mai mică, iar fenomenul de rezonanță poate apare numai la frecvențe ridicate.

Pentru stabilirea comportării izolației la astfel de solicitări s-a realizat un dispozitiv care a permis reproducerea unor forțe mecanice aplicate punctiform la capătul frontal al unei bobine introduse într-o crestătură.

Dispozitivul a fost prins pe o masă vibrantă, care a avut posibilitatea reglării frecvenței și amplitudinii vibrațiilor. Mișcarea pe care o execută capătul frontal al bobinei prin dispozitiv este o mișcare alternativ rectilinie.

O oscilogramă a mișcărilor, care apar în înfășurare la comutare, indică faptul că, după 20—30 oscilații, corespunzător la 10—15 perioade ale curentului, se atinge o valoarea constantă a amplitudinei, care se menține în timpul întregii durate de turație înaltă, apreciată la 10 s [4].

Izolația experimentată a fost supusă timp de 4 000 s la vibrații, cu frecvența de 100 oscilații/s.

Această solicitare a stimulat, ținînd seamă de cele scrise mai sus, o îmbătrînire a izolației în 10 ani de funcționare, dacă se consideră o pornire pe zi a mașinei respective.

Amplitudinea vibrațiilor a fost măsurată la o distanță de 100 mm de la ieșirea din crestătură.

Drept criterii de degradare a izolației s-au ales scăderea tensiunii de străpungere și modificarea tangentei unghiului de pierderi dielectrice.

În tabelul 5 sînt trecute rezultatele obținute în urma încercărilor, pentru amplitudini ale vibrațiilor cuprinse între 0,5 și 1,5 mm.

Tabelul 5

Amplitudinea, mm	Tensiunea de străpungere, kV, după $4 \cdot 10^6$ vibrații		tg δ, după $4 \cdot 10^6$ vibrații	
	izolație cl. F	izolație cl. B	izolație cl. F	izolație cl. B
0,5	48,2	48,7	0,015	0,016
0,8	46,6	47,5	0,15	0,016
1	45,4	42,4	0,0155	0,018
1,5	45	40	0,0155	0,024

În urma acestei solicitări se constată că tangenta unghiului de pierderi este, practic, neschimbată, iar tensiunea de străpungere scade cu circa 7%, pentru izolația clasă F.

Pentru izolația clasă B, tangenta unghiului de pierderi rămîne, practic, aceeași pentru solicitări la amplitudini de 0,5 și 0,8 mm, atingînd o creștere de 30%, la o amplitudine de 1,5 mm și o scădere a tensiunii de străpungere de 20%.

Pentru o izolație îmbătrînită 3 000 h la 180°C și încercată apoi la 4.10^6 flexiuni, față de valorile inițiale, tensiunea de străpungere obținută pentru izolația clasă F, are valoarea cu circa 13% mai mică decît înaintea acestei solicitări, iar pentru clasa B, cu 32%.

În urma acestor experimentări se constată că, în cazul folosirii izolației clasă F, solicitările la vibrații nu sînt primejdioase pentru siguranța în funcționare a mașinilor.

Determinarea caracteristicilor relative la încercările de lungă durată a izolațiilor clasă F. Încercarea la îmbătrînire a izolațiilor și-a propus evaluarea comparativă a stabilității termice a acestora, efectuată în baza recomandărilor CEI 216/1966.

Schemele experimentate corespund tabelului 3 și au fost supuse la 20 cicluri cu următoarele temperaturi de expunere : 190°C, 200°C și 220°C pentru izolația clasă F și 170°C ; 190°C și 200°C, pentru izolația clasă B. Ca criterii de comparație au fost alese scăderea rezistenței de izolație, scăderea tensiunii de străpungere și creșterea tangentei unghiului de pierderi dielectrice cu numărul ciclurilor de îmbătrînire accelerată.

S-a considerat ca valoare limită, scăderea tensiunii de străpungere sub valoarea de 18 kV (tensiune de ținere, timp de 1 min aplicată bobinajului), scăderea sub 10^3 MΩ a rezistenței de izolație și creșterea tangentei unghiului de pierderi cu mai mult de trei ori valoarea inițială.

În cursul celor 20 cicluri, nici una din probe nu s-a prezentat sub aceste valori.

În figurile 5, 6 este trasată comportarea cu numărul de cicluri a izolației părții active studiate.

Rezultatele obținute furnizează garanții suplimentare asupra securității în exploatare a

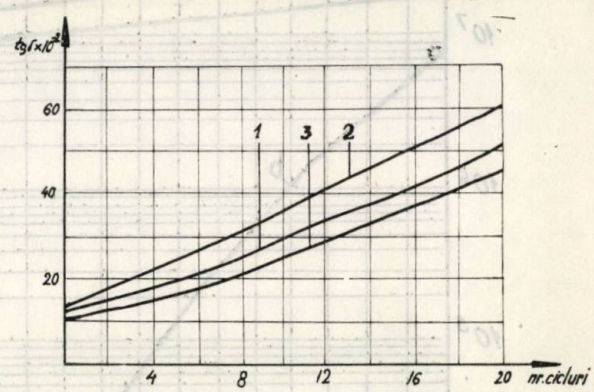


Fig. 5. Dependența tangentei unghiului de pierderi dielectrice de numărul ciclurilor de îmbătrînire a tecii izolante : 1 — micafoliu import ; 2 — micafoliu MMS ; 3 — micafoliu P701.

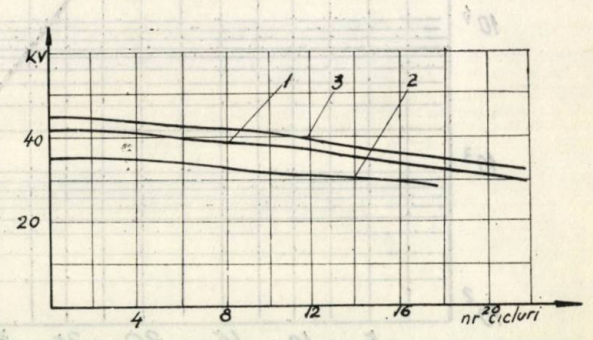


Fig. 6. Dependența tensiunii de străpungere de numărul ciclurilor de îmbătrînire accelerată a tecii izolante : 1 — micafoliu import ; 2 — micafoliu MMS ; 3 — micafoliu P701.

izolației experimentate, arătînd că este capabilă să suporte solicitări termice ridicate.

Încercări climatice. Întrucît mașinile electrice, echipate cu izolație clasă F, vor funcționa în condiții climatice TH, schemele experimentate au fost menținute în mediu cu umiditate ridicată, urmărindu-se variația rezistenței de izolație cu numărul ciclurilor climatice de condiționare.

În figurile 7 și 8 este trasată dependența rezistenței de izolație, pentru schemele de izolație propuse, de numărul ciclurilor climatice, pentru cele două porțiuni de bobină.

3. Fabricarea și încercările prototipurilor de motoare de 6 kV cu izolație clasă F

Experimentarea izolației clasă F, studiată pe combinații de materiale montate în crestături, ce au reprodus circuitul magnetic al unui stator, a fost continuată pe mașini prototip. Tehnologia de fabricație stabilită în laborator a fost adaptată utilajelor din fabricația curentă a IEPC.

Astfel, statorul motorului MAS 250 kW, 6 kV a fost echipat cu izolația clasă F și supus mai multor încercări.

Figurile 9, 10 indică comportarea izolației clasă F într-un stator de 6 kV.

Datorită conductibilității termice mai ridicate a izolației clasă F, s-a determinat o încălzire în regim permanent, la sarcina nominală, cu 10°C mai mică decît cea măsurată la aceeași mașină, rebobinată în clasă B.

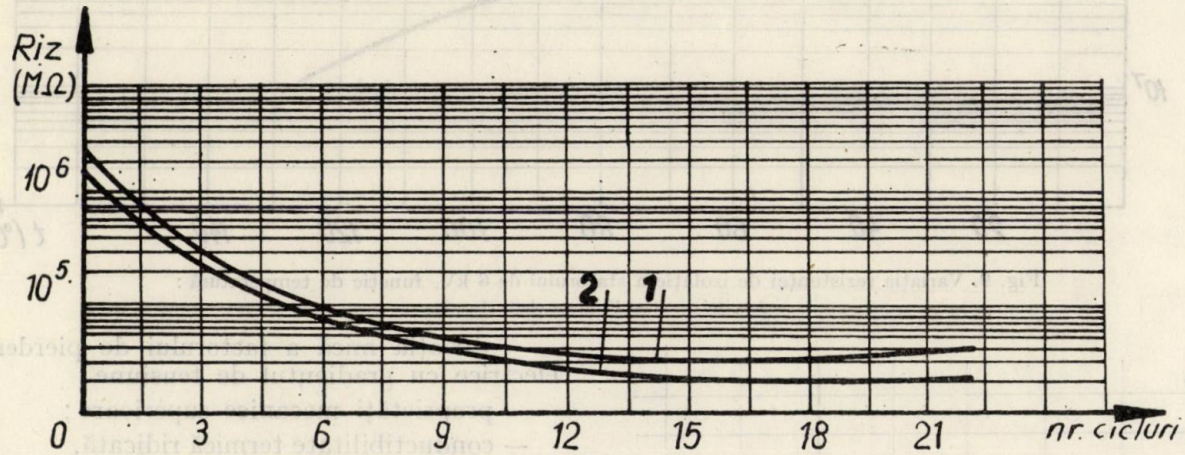


Fig. 7. Dependența rezistenței de izolație de numărul ciclurilor climatice:
1 — teacă micafoliu import; 2 — teacă micafoliu P 701.

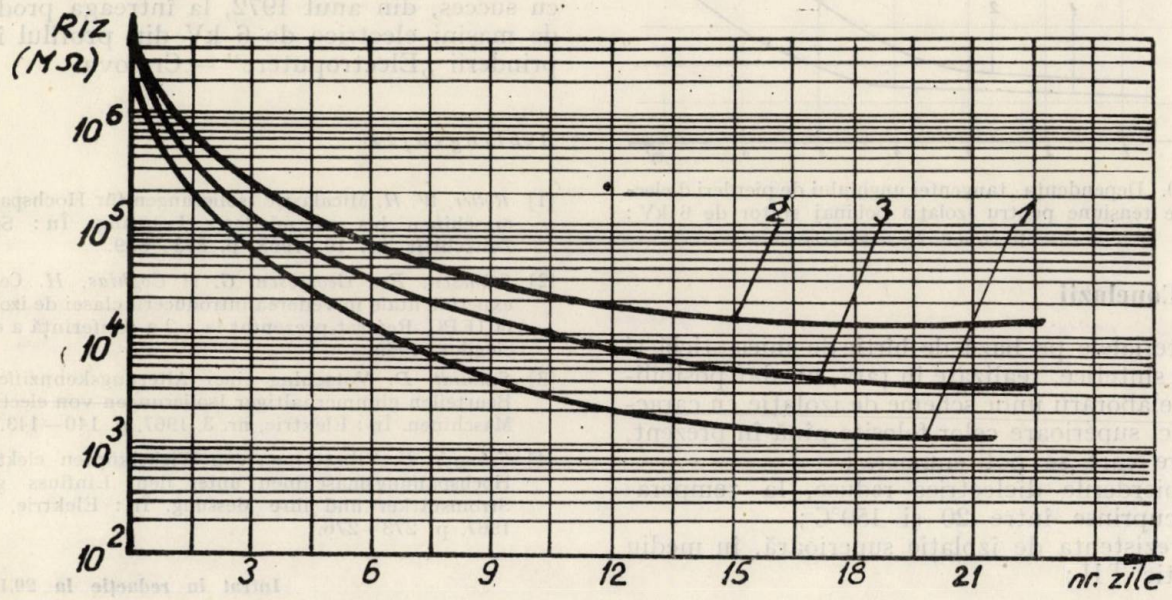


Fig. 8. Dependența rezistenței de izolație de numărul ciclurilor TH — izolație parte frontală:
1 — izolație micabandă import; 2 — izolație micabandă neagră; 3 — izolație micabandă P716.

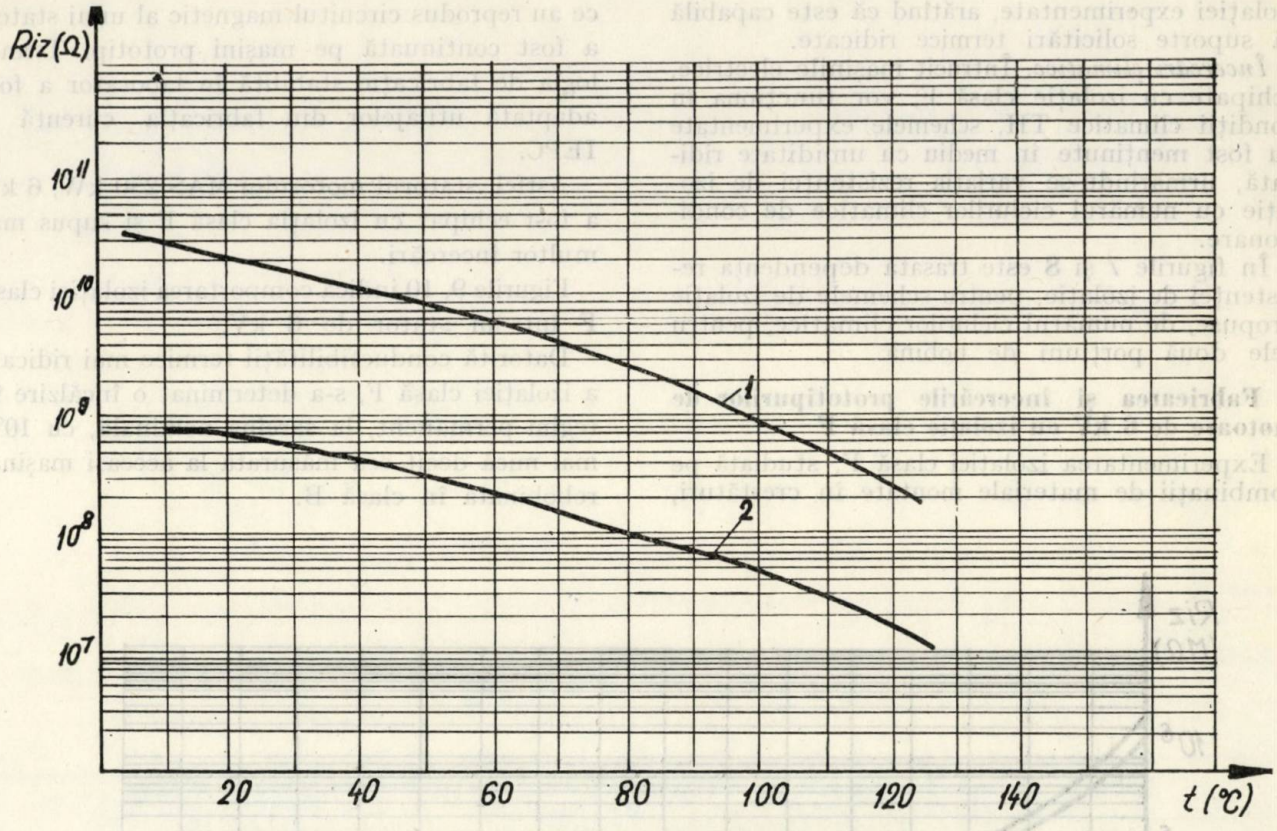


Fig. 9. Variația rezistenței de izolație a statorului de 6 kV, funcție de temperatură :
1 — izolație clasa F; 2 — izolație clasa B.

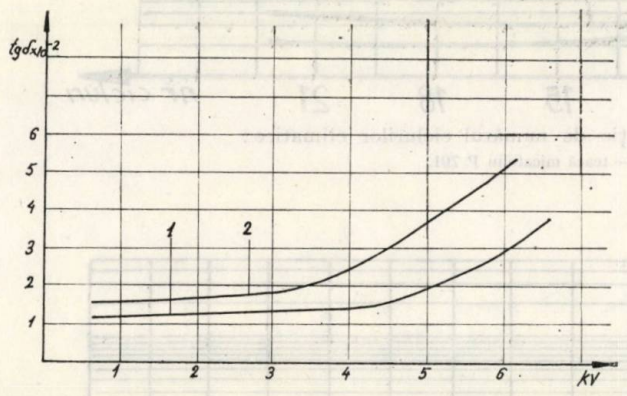


Fig. 10. Dependența tangentei unghiului de pierderi dielectrice de tensiune pentru izolația bobinaj stator de 6 kV :
1 — izolație clasa F; 2 — izolație clasa B.

4. Concluzii

Materialele pe bază de hîrtie de mica-sticlă și rășini sintetice, realizate în țară, au dat posibilitatea elaborării unor scheme de izolație cu caracteristici superioare celor folosite pînă în prezent, printre care se pot enumera :

— pierderile dielectrice reduse, la temperaturi cuprinse între 20 și 150°C ;

— rezistența de izolație superioară, în mediu climatic TH ;

— variația mică a factorului de pierderi dielectrice cu gradientul de tensiune ;

— proprietăți mecanice superioare ;

— conductibilitate termică ridicată.

Schemele și tehnologiile de execuție elaborate prezintă indici calitativi la nivelul izolațiilor clasă F, folosite pe plan mondial, aplicîndu-se cu succes, din anul 1972, la întreaga producție de mașini electrice de 6 kV din profilul întreprinderii „Electroputere" — Craiova.

Bibliografie

[1] *Rotler, W. H.* Micalastic Isolierungen für Hochspanungsmaschinen bis zu mittlerer Leistung. În : Siemens Zeitschrift, nr. 10, 1968, p. 833—839.

[2] *Stănescu, Ec., Georgescu, G.* și *Coghias, H.* Cercetări experimentale în vederea introducerii clasei de izolație F la IEPC. Referat prezentat la a 2-a conferință a electricienilor, 1969.

[3] *Schmidt, D.* Vorschlag einer Alterungskennziffer zum Beurteilen glimmerhaltiger Isolierungen von electrischen Maschinen. În : Elektrie, nr. 3, 1967, p. 140—143.

[4] *Schmidt, D.* Vibrationen von Wickelköpfen elektrischer Hochspanungsmaschinen unter dem Einfluss grosser, Stromstärker und ihre Messung. În : Elektrie, nr. 8, 1967, p. 273—276.

Intrat în redacție la 20.IV.1974

CZ 629.1.066

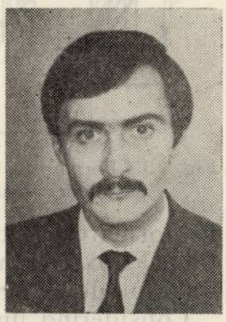
FAR AUTOVEHICUL
INTENSITATE LUMINOASĂ
REFLECTOR PARABOLIC

Studiul determinării repartiției intensității luminoase la reflectoarele parabolice ale farurilor de autovehicule

LADISLAU OBERST, ALEXANDRU SZILAGYI — TIMIȘOARA

Dr. ing. Ladislau Oberst, născut în 1942, absolvent al Facultății de electromecanică — Institutul politehnic „Traian Vuia" — Timișoara, din 1965, este șeful Laboratorului de fotometrie al întreprinderii „Electrobanat" — Timișoara.

Ing. Alexandru Szilagyi, născut în 1946, absolvent al Facultății de electromecanică — Institutul politehnic „Traian Vuia" — Timișoara, din 1968, este salariatul întreprinderii „Electrobanat" — Timișoara.



I. Determinarea repartiției intensității luminoase la reflectoarele parabolice ale farurilor de autovehicule în cazul sursei luminoase plasate în focar

În construcția farurilor de autovehicule intră trei elemente principale : sursa de lumină, reflectorul (oglinda) și dispersorul. Sursele de lumină sînt, în general, date astfel că, proiectarea farurilor se reduce la conceperea reflectoarelor și dispersoarelor, în așa fel ca farurile să realizeze performanțele fotometrice prescrise.

Reflectoarele farurilor de autovehicule sînt, de obicei parabolice. Acestea produc un fascicul dirijat de lumină, de intensitate luminoasă mare, din fluxul luminos distribuit în întregul spațiu al sursei de lumină.

Farurile de autovehicule (sau sistemul de faruri), trebuie să realizeze, în principal, un fascicul de drum (faza mare) și un fascicul de încrucișare (fază mică). Fasciculul de drum se realizează cu sursa de lumină plasată în focarul reflectorului parabolic și servește la circulația cu viteză mărită. La acest fascicul se urmărește obținerea unei intensități luminoase axiale cît mai mari, la același diametru al reflectorului [1].

Calculul repartiției intensității luminoase pentru sursa luminoasă plasată în focar

Într-un caz teoretic, sursa luminoasă este punctiformă și reflectorul produce un fascicul de raze de lumină, paralele cu axa reflectorului (fig. 1). De obicei, reflectoarele sînt decupate la vîrf pe un diametru d (fig. 2), pe unde se introduce sursa luminoasă.

În cazul sursei luminoase punctiforme, cu fluxul luminos uniform repartizat în spațiu, la aceleași diametre D și d ale reflectorului există un paraboloid, pentru care unghiul solid cuprins de reflector și, deci, fluxul luminos utilizat de acesta este maxim. Pentru acest paraboloid se deduce [2] :

$$p = \frac{\sqrt{D\,d}}{2}, \qquad (1)$$

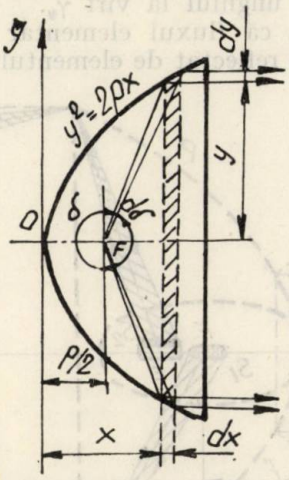


Fig. 1. Reflector parabolic cu sursă punctiformă în focar.

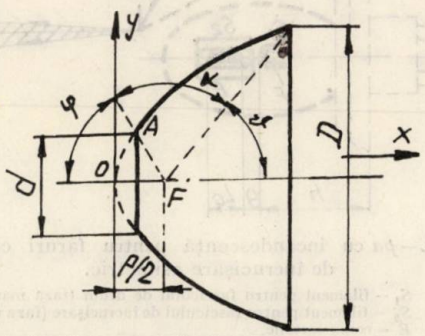


Fig. 2. Reflector parabolic decupat la vîrf.

unde : p este parametrul paraboloidului (dublul distanței focale).

În realitate însă sursele luminoase nu sînt punctiforme, iar reflectorul parabolic produce un fascicul divergent de raze de lumină. Astfel,

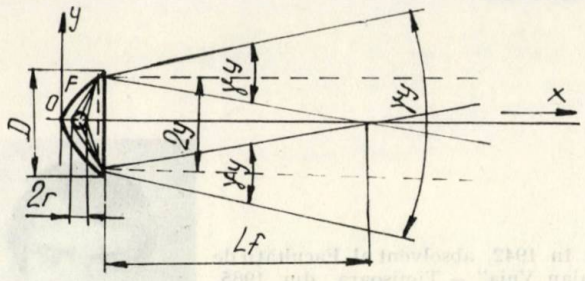


Fig. 3. Formarea fasciculului luminos al reflectorului parabolic cu sursă de dimensiuni reale în focar.

în formarea fasciculului luminos intervine, pe lîngă fluxul luminos utilizat de reflector, și unghiul de divergență a razelor reflectate.

Considerînd un element circular al refectorului, acesta va reflecta fluxul luminos elementar, primit de la sursa luminoasă nepunctiformă, într-un unghi solid Ω_y (fig. 3). Pentru distanțe de observare L mai mari decît distanța fotometrică limită ($L > L_f$), reflectorul poate fi considerat punctiform, iar unghiul solid avînd vîrful în punctul respectiv. În acest caz, pentru o sursă sferică, de exemplu, rezultă Ω_y de forma unui con cu unghiul la vîrf γ_y.

În ipoteza că fluxul elementar $d\Phi_y$, primit de la sursă și reflectat de elementul de reflector,

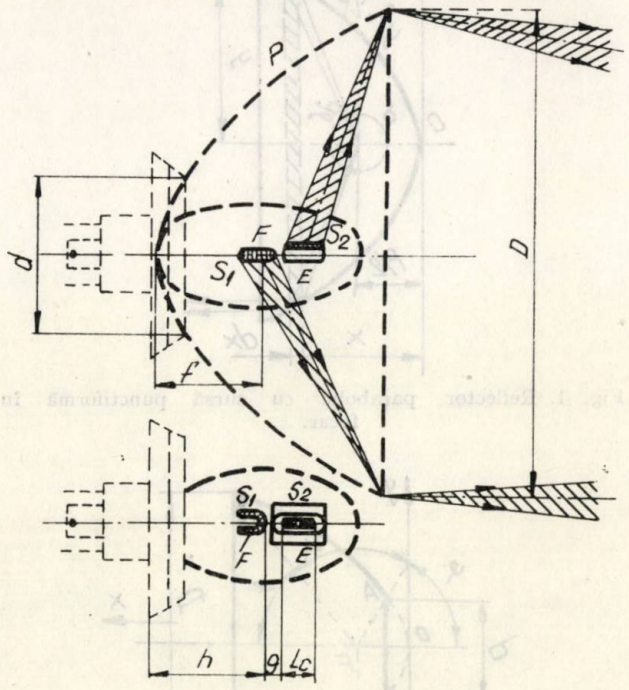


Fig. 4. $L-pa$ cu incandescență pentru faruri cu fascicul de încrucișare asimetric.

S_1 — filament pentru fasciculul de drum (faza mare),
S_2 — filament pentru fasciculul de încrucișare (faza mică),
E — ecran metalic,
F — focarul reflectorului prabolic P.

se repartizează uniform în unghiul solid Ω_y, fiecare element circular al reflectorului produce o intensitate luminoasă elementară în unghiul solid Ω_y :

$$dI_y = \frac{d\Phi_y}{\Omega_y}. \qquad (2)$$

Pentru a putea găsi o expresie pentru Ω_y, forma reală a sursei de lumină se înlocuiește cu o formă geometrică simplă. Astfel, în cazul lămpii clasice cu incandescență, utilizată la faruri de autovehicule (fig. 4), filamentul pentru fasciculul de drum are o formă, care poate fi aproximată cu un disc de grosime neglijabilă (fig. 5), cu planul în axa reflectorului. Unghiul solid Ω_y rezultă din unghiul sub care se vede sursa de forma amintită (plasată în focar, în planul xz), din punctele elementului circular al reflectorului (fig. 6).

Urmărind variația unghiului sub care se vede sursa, din punctele elementului circular, se poate

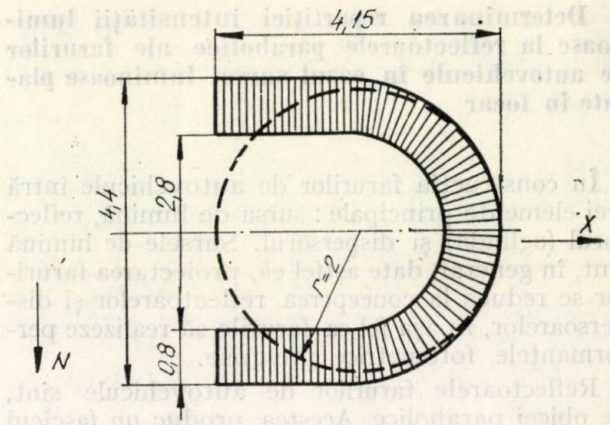


Fig. 5. Forma filamentului pentru fasciculul de drum al 1—*pii* de fabricație OSRAM.

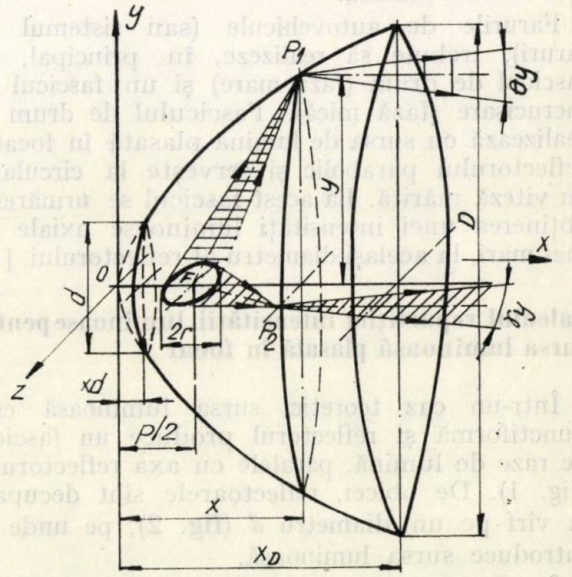


Fig. 6. Reflector parabolic cu sursă luminoasă sub formă de disc de grosime neglijabilă în focar.

deduce că Ω_y se apropie de forma unui con eliptic (fig. 7).

Axa mare a elipsei (în planul xz) este definită de unghiul γ_y, iar axa mică (în planul xy) de

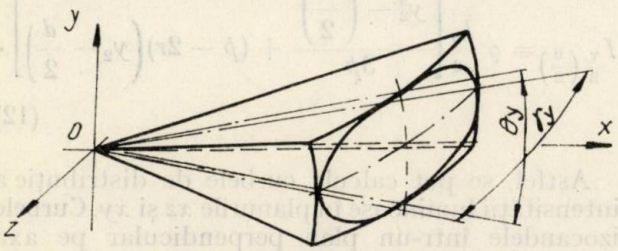


Fig. 7. Unghiul solid cu contur dreptunghiular și eliptic înscris.

θ_y. Ecuația parabolei fiind $y^2 = 2px$, din figura 6, rezultă :

$$\operatorname{tg}\frac{\gamma_y}{2} = \frac{2pr}{y^2 + p^2} = \frac{r}{x + \frac{p}{2}}, \tag{3}$$

$$\operatorname{tg}\frac{\theta_y}{2} = \frac{4rp^2 y}{(y^2 + p^2)^2 - 2rp(y^2 - p^2)} = \frac{r\sqrt{2px}}{\left(x + \frac{p}{2}\right)^2 - r\left(x - \frac{p}{2}\right)}. \tag{4}$$

Notînd cu $\Omega_{\square}$ unghiul solid cu conturul dreptunghiului circumscris elipsei (fig. 7) și cunoscînd că raportul dintre suprafața elipsei și cea a dreptunghiului circumscris este $\frac{\pi}{4}$, Ω_y se scrie [3] :

$$\Omega_y = \frac{\pi}{4}\Omega_{\square} = \frac{\pi}{4} 2\gamma_y \sin\frac{\theta_y}{2} = \frac{\pi}{2}\gamma_y \sin\frac{\theta_y}{2}. \tag{5}$$

Înlocuind pe γ_y și θ_y și ținînd cont de faptul că, pentru cazuri uzuale ale reflectoarelor pentru farurile de autovehicule $\frac{r}{p} \leqslant 0{,}1$ și $x \geqslant 5$ mm, adică tangenta lui γ_y poate fi înlocuită cu arcul, rezultă :

$$\Omega_y = \frac{r^2\sqrt{2px}}{\left(x + \frac{p}{2}\right)^2 \sqrt{\left(x + \frac{p}{2}\right)^2 - 2r\left(x - \frac{p}{2}\right) + r^2}}. \tag{6}$$

În legătură cu fluxul elementar $d\Phi_y$ se poate observa că, repartiția fluxului luminos la sursele de formă apropiată de acest caz prezintă, cu o bună aproximație, simetria de revoluție față de axa sursei [2]. Repartiția reală (fig. 8) poate fi aproximată cu o repartiție uniformă cu 3 zone distincte de intensitățile I_0, I_0' și 0. De obicei, unghiul de utilizare α al reflectoarelor (fig. 2), cade în zona unghiului α_0 al sursei (fig. 8), deci, în calculul lui $d\Phi_y$ se poate considera constantă repartiția fluxului luminos al sursei de intensitate I_0. Atunci, $d\Phi_y$ este proporțional cu unghiul solid $d\omega_y$, sub care se vede elementul de reflector din focar (fig. 1) :

$$d\Phi_y = \rho \cdot I_0 \cdot d\omega_y,$$

unde : ρ este coeficientul de reflexie regulată și se consideră constant pe întregul reflector. Deoarece $\omega_y = 2\pi\left(1 - \cos\frac{\delta}{2}\right)$, cu ajutorul ecuației paraboliei rezultă :

$$d\Phi_y = \rho\, I_0\, \pi\, \frac{2p}{\left(x + \frac{p}{2}\right)^2} dx, \tag{7}$$

conform relației (2), deci :

$$dI_y = \rho I_0 \frac{2p}{r^2} \frac{\sqrt{\left(x + \frac{p}{2}\right)^2 - 2r\left(x - \frac{p}{2}\right) + r^2}}{\sqrt{2px}}\, dx. \tag{8}$$

Cunoscînd intensitatea luminoasă elementară dI_y, produsă de un element circular de reflector, curba de repartiție a intensității luminii, rezultă prin suprapunerea tuturor intensităților elementare produse de reflector. Luînd în considerație unghiurile solide Ω_y, integrarea lui dI_y se face astfel :

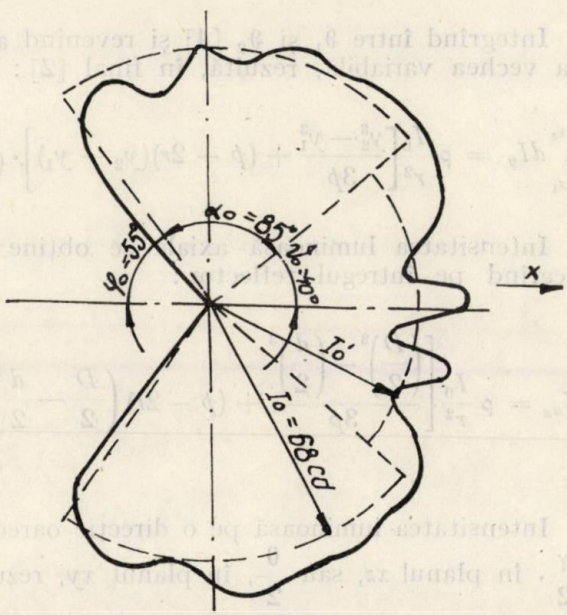


Fig. 8. Repartiția fluxului luminos al filamentului pentru fasciculul de drum al *l—pii* de fabricație OSRAM.

— pentru intensitatea luminoasă axială se integrează pe întregul reflector;

— pentru intensitatea luminoasă pe o direcție oarecare $\frac{\gamma}{2}$, față de axă, se integrează pe acea porțiune a reflectorului pentru care $\gamma_y > \gamma$.

În ceea ce privește intensitatea luminoasă proprie a sursei, ea poate fi neglijată.

Pentru a o putea integra, în (8) se face schimbarea de variabilă $\vartheta = \frac{r}{x + \frac{p}{2}}$, deci:

$$dI_y = -2\rho I_0 \frac{\sqrt{1 - 2\vartheta + \vartheta^2\left(1 - 2\frac{p}{r}\right)}}{\vartheta^2\sqrt{2\frac{r}{p}\vartheta - \vartheta^2}} d\omega. \quad (9)$$

Pentru cazuri normale $\left(\frac{r}{p} \leqslant 0{,}1 \text{ și } x \geqslant 5 \text{ mm}, \right.$ deci, $\left.\vartheta \geqslant 0{,}15\right)$ se poate scrie:

$$dI_y \cong -2\rho I_0 \frac{\sqrt{1 - 2\vartheta}}{\vartheta^2\sqrt{2\frac{r}{p}\vartheta - \vartheta^2}} d\vartheta \cong -2\rho I_0 \frac{\sqrt{1 - \vartheta}}{\vartheta^2\sqrt{2\frac{r}{p}\vartheta - \vartheta^2}} d\vartheta,$$

Integrînd între ϑ_1 și ϑ_2 [4] și revenind apoi la vechea variabilă, rezultă, în final [2]:

$$\int_{x_1}^{x_2} dI_y = \rho\frac{I_0}{r^2}\left[\frac{y_2^3 - y_1^3}{3p} + (p - 2r)(y_2 - y_1)\right]. \quad (10)$$

Intensitatea luminoasă axială se obține integrînd pe întregul reflector:

$$I_{ax} = \rho\frac{I_0}{r^2}\left[\frac{\left(\frac{D}{2}\right)^3 - \left(\frac{d}{2}\right)^3}{3p} + (p - 2r)\left(\frac{D}{2} - \frac{d}{2}\right)\right]. \quad (11)$$

Intensitatea luminoasă pe o direcție oarecare $\frac{\gamma}{2}$, în planul xz, sau $\frac{\theta}{2}$, în planul xy, rezultă integrînd de la $y_1 = \frac{d}{2}$ la un y_2, care se obține din (3), pentru $\frac{\gamma}{2}$, respectiv din (4), pentru $\frac{\theta}{2}$:

$$I_{\frac{\gamma}{2}\left(\frac{\theta}{2}\right)} = \rho\frac{I_0}{r^2}\left[\frac{y_2^3 - \left(\frac{d}{2}\right)^3}{3p} + (p - 2r)\left(y_2 - \frac{d}{2}\right)\right]. \quad (12)$$

Astfel, se pot calcula curbele de distribuție a intensității luminoase în planurile xz și xy. Curbele izocandele într-un plan perpendicular pe axa fasciculului luminos sînt elipse concentrice.

Din relația (11) se poate observa că I_{ax} depinde de p, adică, de forma paraboloidului, prezentînd un minim pentru $P = \sqrt{\frac{D^3 - d^3}{12(D - d)}}$ (fig. 9).

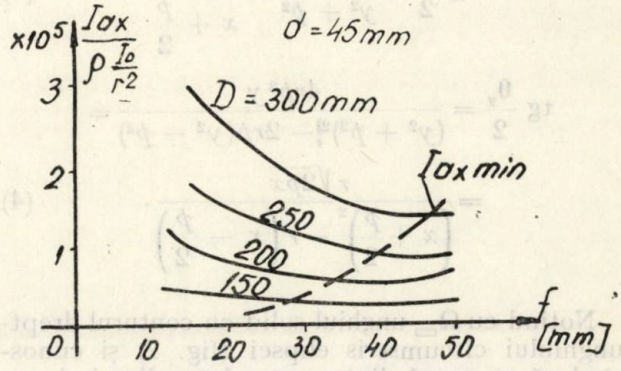


Fig. 9. Variația lui I_{ax} în funcție de $\frac{p}{2}$.

Rezultă că, în cazuri normale $\left(\frac{r}{p} \leqslant 0{,}1 \text{ și } x \geqslant \right.$ $\left. \geqslant 5 \text{ mm}\right)$, pentru a obține un I_{ax} cît mai mare, este necesară o distanță focală cît mai mică. Trebuie remarcat, totuși, că alegerea unui profil parabolic, cu parametrul p cît mai mic, este limitată de:

— dificultățile tehnologice de execuție a reflectoarelor adînci;

— creșterea, odată cu scăderea lui p, a exfocalizării relative $\frac{\Delta p}{p}$ a surselor luminoase introduse în reflectoare la o aceeași exfocalizare Δp, provocată de abateri dimensionale. Aceasta conduce la compromiterea crescîndă a funcționării ansamblelor sursă de lumină — reflector, provenite din fabricația de serie.

În practică, reflectoarele parabolice prezintă unele aspecte, care provoacă scăderea intensității luminoase produse: abateri de la profilul parabolic perfect, prăfuirea suprafeței reflectante, urme și imperfecțiuni de acoperire pe suprafața reflectantă etc. Pentru a ține cont de acestea, se introduce un coeficient de corecție k

cubunitar, care se stabilește empiric de la caz la caz. Astfel, relațiile (11) și (12) devin :

$$I_{ax} = k\rho \frac{I_0}{r^2}\left[\frac{\left(\frac{D}{2}\right)^3 - \left(\frac{d}{2}\right)^3}{3p} + (p-2r)\left(\frac{D}{2} - \frac{d}{2}\right)\right], \quad (13)$$

$$I_{\frac{\gamma}{2}\left(\frac{\theta}{2}\right)} = k\rho \frac{I_0}{r^2}\left[\frac{y_2^3 - \left(\frac{d}{2}\right)^3}{3p} + (p-2r)\left(y_2 - \frac{d}{2}\right)\right]. \quad (14)$$

Verificarea experimentală a repartiției intensității luminoase, determinată prin calcul

În scopul verificării relației (13) pentru I_{ax}, s-au executat prin apăsare (pe strung de apăsat), cu diametrele $d = 80$ mm și $D = 170$ mm, 7 grupe de cîte 7 reflectoare, fiecare grupă cu altă distanță focală. La măsurătorile fotometrice efectuate s-a introdus, în reflectoare, o lampă etalon, de fabricație OSRAM, utilizată la farurile auto cu fasicul de încrucișare asimetric. Filamentul pentru fasciculul de drum al lămpii este cel din figura 5, iar repartiția fluxului luminos cea din figura 8. Pentru calcule, deci, se poate lua $r = 2$ mm și $\varphi_0 = 55°$, $\alpha_0 = 85°$, $\beta_0 = 40°$, iar în zona lui α_0 repartiția poate fi considerată uniformă, cu $I_0 = 68$ cd. Distanțele focale ale reflectoarelor s-au ales astfel, ca unghiul lor de utilizare α să cadă în domeniul α_0 al sursei luminoase. În calcule s-a considerat $\rho = 0{,}8$ [5], iar din cauză că reflectoarele au fost executate prin apăsare, ceea ce presupune, posibilitatea unor abateri de la profilul parabolic perfect și urme tehnologice pronunțate pe suprafața reflectantă, s-a apreciat $k = 0{,}6$. Valorile calculate și cele obținute experimental sînt prezentate în tabelul 1. Dispersia mare a valorilor

Tabelul 1

$\frac{p}{2}$ mm			18	22	26	30	32	34	38
I_{ax} calculat · 10^2, cd			528	483	460	452	450	452	458
I_{ax} măsurat · $\cdot 10^2$, cd	Reflector nr.	1	539	492	565	326	345	465	345
		2	543	508	477	422	388	454	372
		3	697	504	461	395	349	485	485
		4	605	504	530	330	442	574	395
		5	508	585	600	380	504	562	388
		6	558	430	616	407	442	492	492
		7	—	457	600	360	438	457	208
		Media	575	497	550	374	415	498	396

măsurate, pentru reflectoarele din aceeași grupă, se datorește deficiențelor tehnologiei de execuție a reflectoarelor (cu scăderea diametrului D, influența lor scade).

În figura 10 s-a reprezentat grafic variația lui I_{ax} funcție de $\frac{p}{2}$, obținută prin calcul și valorile medii ale determinărilor experimentale.

Verificarea relației (14) s-a determinat măsurînd întreaga curbă de repartiție a intensității luminoase la cele 7 grupe de reflectoare, în planele xz și xy și, comparînd curba medie obținută pentru fiecare grupă cu curba calculată. În figura 11 sînt reprezentate aceste curbe

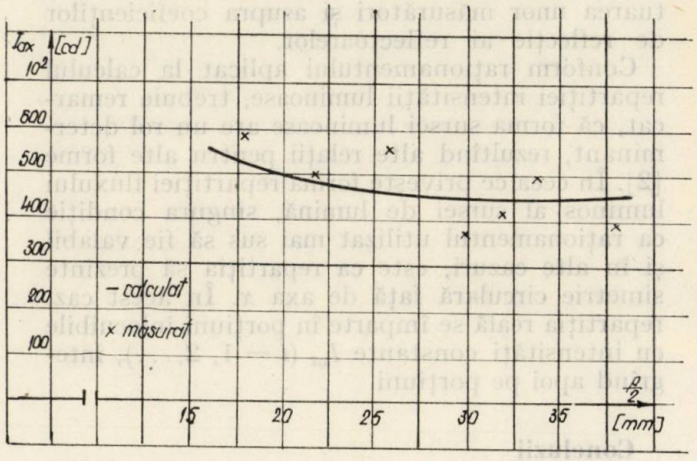


Fig. 10. Variația lui I_{ax} în funcție de $\frac{p}{2}$ pentru diametrele $d = 80$ mm și $D = 170$ mm.

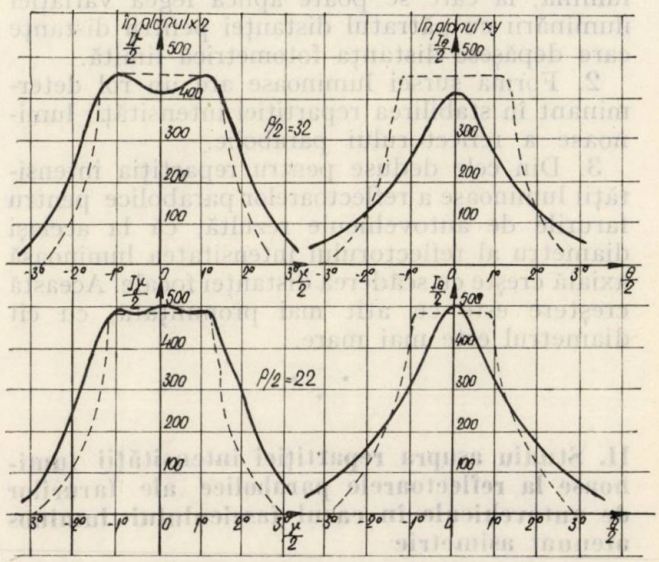


Fig. 11. Curbele de repartiție a intensității luminoase a reflectoarelor parabolice cu diametrele $d = 80$ mm și $D = 170$ mm. Cu linie întreruptă — curba calculată, cu linie plină — curba măsurată.

pentru grupele de reflectoare cu $\frac{p}{2} = 22$ mm și $\frac{p}{2} = 32$ mm. Se constată că, în planul xy,

diferențele dintre curbele calculate și măsurate sînt mai mari (în special, în zona de centru), decît în planul *xz*. Explicația trebuie căutată într-o mai mică apropiere a formei reale de forma aproximată a sursei luminoase, în direcția axei *x*, față de cea din direcția axei *z* (fig. 5).

Verificările experimentale descrise mai sus urmăreau, în special, alura variației lui I_{ax} cu distanța focală și cea a curbelor de distribuție a intensității luminoase, date fiind condițiile în care ele au avut loc (reflectoare executate prin apăsare pe model, stabilirea empirică a valorii lui *k* etc.). Mărirea preciziei este posibilă prin utilizarea reflectoarelor ambutisate, prin mărirea numărului de reflectoare și prin efectuarea unor măsurători și asupra coeficienților de reflecție ai reflectoarelor.

Conform raționamentului aplicat la calculul repartiției intensității luminoase, trebuie remarcat, că forma sursei luminoase are un rol determinant, rezultînd alte relații pentru alte forme [2]. În ceea ce privește forma repartiției fluxului luminos al sursei de lumină, singura condiție ca raționamentul utilizat mai sus să fie valabil și în alte cazuri, este ca repartiția să prezinte simetrie circulară față de axa *x*. În acest caz, repartiția reală se împarte în porțiuni înlocuibile cu intensități constante I_{oi} ($i = 1, 2, \ldots$), integrînd apoi pe porțiuni.

Concluzii

1. Reflectoarele parabolice cu sursa de lumină în focar produc un fascicul divergent de raze de lumină, la care se poate aplica legea variației iluminării cu pătratul distanței pentru distanțe care depășesc distanța fotometrică limită.

2. Forma sursei luminoase are un rol determinant în stabilirea repartiției intensității luminoase a reflectorului parabolic.

3. Din cele deduse pentru repartiția intensității luminoase a reflectoarelor parabolice pentru farurile de autovehicule rezultă, că la același diametru al reflectorului intensitatea luminoasă axială crește cu scăderea distanței focale. Această creștere este cu atît mai pronunțată, cu cît diametrul este mai mare.

* * *

II. Studiu asupra repartiției intensității luminoase la reflectoarele parabolice ale farurilor de autovehicule în cazul fasciculului luminos atenuat asimetric

În cadrul farurilor de autovehicule se realizează un fascicul de drum (sau de distanță) și un fascicul de încrucișare, cunoscute și sub denumirea de fază mare și, respectiv, fază mică. Cele două fascicule se realizează cu ajutorul unui reflector parabolic de rotație (în interiorul căruia se plasează sursa luminoasă) și cu un dispersor, care redistribuie lumina în cadrul fasciculelor produse de reflector, conform necesităților.

Fasciculul de drum se obține plasînd sursa luminoasă în focarul reflectorului parabolic [2], [6] și servește la iluminarea drumului la circulația autovehiculelor cu viteză mare, pe șosea. În cazul fasciculului de încrucișare, sursa de lumină poate fi considerată plasată pe axa optică a reflectorului parabolic, cu o exfocalizare „*e*" față de focar [7] și se utilizează la întîlnirea a două autovehicule, circulînd în sens opus sau la circulația în orașe.

Fasciculul de încrucișare trebuie să satisfacă două condiții, într-o oarecare măsură contradictorii: să nu orbească conducătorul vehiculului circulînd din sens opus și să producă totuși o iluminare suficient de puternică a drumului pentru asigurarea securității circulației. Pentru a putea realiza ambele condiții, în cadrul fasciculului de încrucișare, se produce o repartiție asimetrică a luminii [7], obținîndu-se așa-numitul fascicul atenuat asimetric.

Repartiția intensității luminoase a reflectorului parabolic cu sursa luminoasă exfocalizată axial

În ipoteza că fluxul luminos al sursei luminoase este repartizat în spațiu, după o formă cu simetrie de revoluție față de axa optică a reflectorului, fluxul luminos elementar $d\Phi' y$, care cade pe un element circular al reflectorului (hașurat în fig. 12), este:

$$d\Phi' y = I_{y0} \cdot d\omega, \tag{1}$$

unde: I_{y0} este intensitatea luminoasă a sursei, în direcția elementului de reflector, iar $d\omega$ este unghiul solid, care cuprinde elementul de reflector. Din figura 12 se deduce:

$$d\omega = 2\pi \cdot \sin\delta \cdot d\delta = 2\pi p \frac{x + \frac{p}{2} + e}{R^3} dx, \tag{2}$$

unde, s-a notat: $R = \sqrt{\left(x + \frac{p}{2}\right)^2 - 2e\left(x - \frac{p}{2}\right) + e^2}$.

Notînd cu ρ coeficientul de reflexie a reflectorului, considerat constant pe întreaga suprafață a acestuia, fluxul elementar $d\Phi_y$, reflectat de elementul de reflector este:

$$d\Phi_y = d\Phi'_y = 2\pi \cdot I_{y0} \cdot p \frac{x + \frac{p}{2} + e}{R^2} dx. \tag{3}$$

Se poate remarca, în figura 12, că, de obicei, din motive constructive, reflectoarele sînt decupate la vîrf pe un diametru *d* (locul de introducere a sursei luminoase). Astfel, fluxul luminos al

sursei, cuprins în domeniul unghiurilor φ și ϑ, nu este utilizat de către reflector, unghiul de utilizare a reflectorului fiind deci α.

Sursele luminoase considerate, în unele cazuri teoretice, drept punctiforme, sînt, în practică,

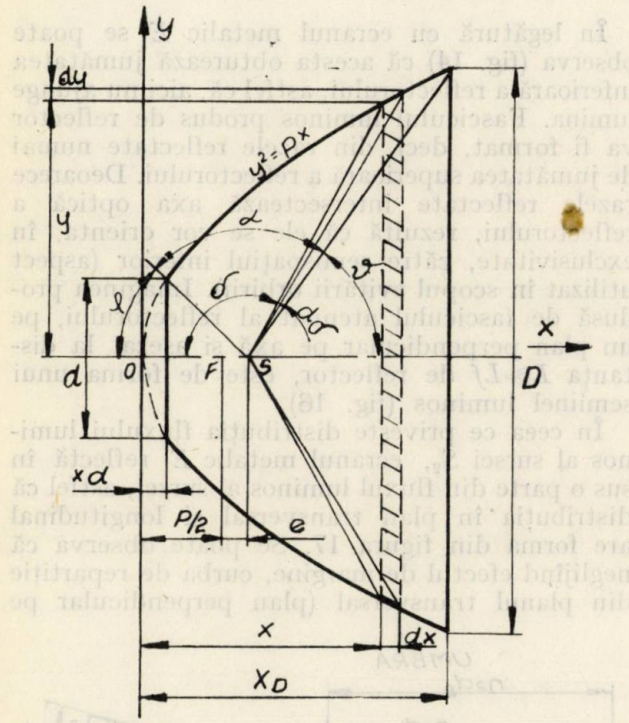


Fig. 12. Reflector parabolic cu sursa de lumină exfocalizată axial.

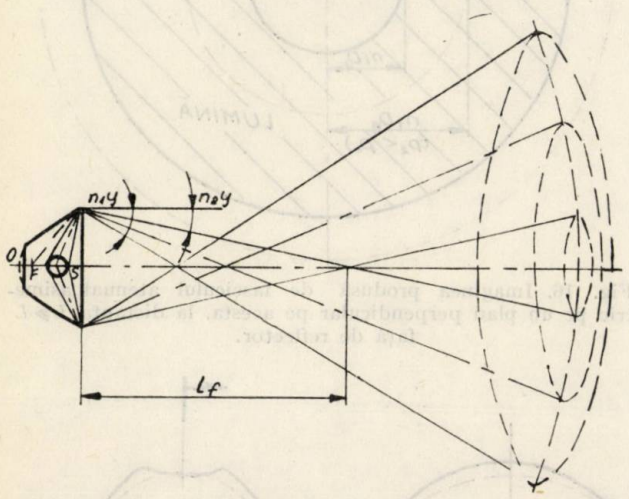


Fig. 13. Fasciculul luminos produs de reflectorul parabolic cu sursă de dimensiuni reale, plasată exfocalizat axial.

de dimensiuni reale, ceea ce face ca fluxul luminos elementar $d\Phi_y$ să fie reflectat de elementul de reflector într-un unghi solid Ωy. Acest unghi solid se deduce din unghiul sub care se vede sursa luminoasă plasată în punctul S, din diferitele puncte ale elementului de reflector [8]. Astfel, de exemplu, în cazul unei surse sferice, situația este cea din figura 13.

Distanța de lucru L a reflectorului este, de obicei, mult mai mare decît distanța fotometrică limită ($L \gg Lf$) și deci reflectorul poate fi considerat punctiform, cu fasciculul de raze plecînd din acest punct. Atunci unghiul solid Ωy rezultă ca diferență între două unghiuri solide conice (fig. 13) :

$$\Omega y = 2\pi(1 - \cos n_{2y}) - 2\pi(1 - \cos n_{1y}) =$$

$$= 2\pi(\cos n_{1y} - \cos n_{2y}). \qquad (4)$$

Dacă se presupune, în continuare, că fluxul elementar $d\Phi_y$ se repartizează uniform în interiorul unghiului solid Ωy, intensitatea luminoasă elementară dI_y produsă de elementul de reflector în interiorul unghiului solid Ωy este :

$$dI_y = \frac{\Phi d_y}{\Omega y}. \qquad (5)$$

Din suprapunerea dintre anumite unghiuri ale intensităților luminoase elementare dI_y, produse de porțiunile corespunzătoare de reflector, rezultă, în final, curba de distribuție a intensității luminoase a reflectorului. Astfel, intensitatea luminoasă a reflectorului, pe o direcție oarecare γ, față de axa optică, rezultă din integrarea lui dI_y pentru acea parte a reflectorului, pentru care unghiul solid Ωy cuprinde și direcția γ. Procedînd la fel și pentru alte direcții, se obține punct cu punct întreaga curbă de distribuție a intensității luminoase [8].

Trebuie observat faptul că, pe lîngă intensitatea luminoasă produsă de reflector, ar trebui luată în considerare, în zona unghiului (fig. 12) și intensitatea proprie a sursei, corespunzînd radiației directe; aceasta este însă neglijabilă față de cea produsă de reflector.

Lampa cu incandescență pentru farurile autovehiculelor, cu fascicul de drum și fascicul atenuat asimetric, este reprezentată în figura 14. Se poate observa că forma filamentrului S_2, pentru fasciculul atenuat, poate fi aproximată cu un segment de dreaptă așezat în axa optică, fiind acoperit în jumătatea de jos de ecranul metalic E. Făcînd, deocamdată, abstracție de ecranul metalic, situația este cea din figura 15 unde s-a notat cu $2r$ lungimea sursei.

Din figura 15 reiese că, sursa luminoasă se vede sub același unghi γ_y din toate punctele unui element circular al reflectorului și, deci, pe baza relației (4), rezultă :

$$\Omega y = 4\pi \sin n_y \sin \frac{\gamma}{2}, \qquad (6)$$

pentru n_y și γ_y se deduce din figura 15 :

$$\sin n_y = \frac{e\sqrt{2px}}{\left(Rx + \frac{p}{2}\right)}, \qquad (7)$$

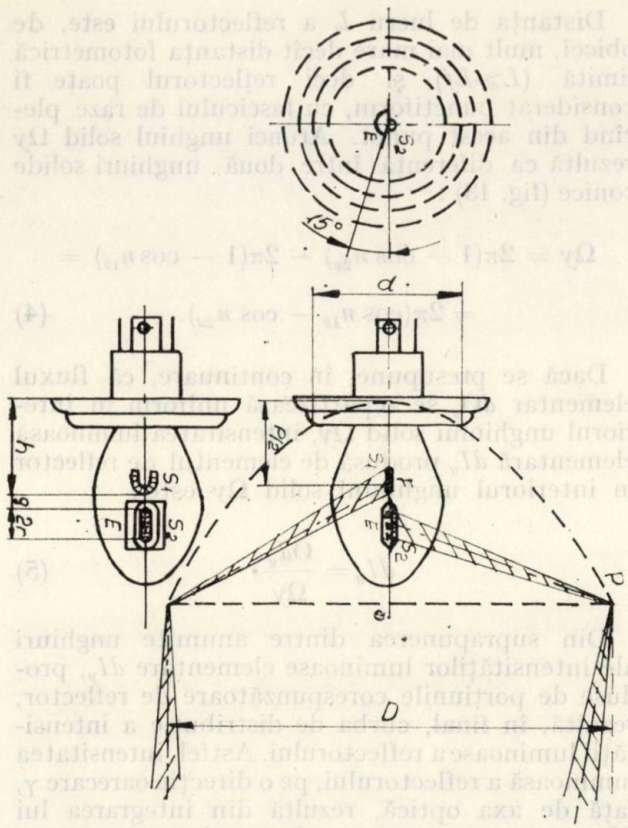


Fig. 14. Lampă cu incandescență pentru faruri de autovehicule :
S_1 — filament pentru fasciculul de drum (faza mare); S_2 — filament pentru fasciculul atenuat asimetric (fază mică); E — ecran metalic obturator; P — profilul reflectorului parabolic cu distanța focală $p/2$; F — focar.

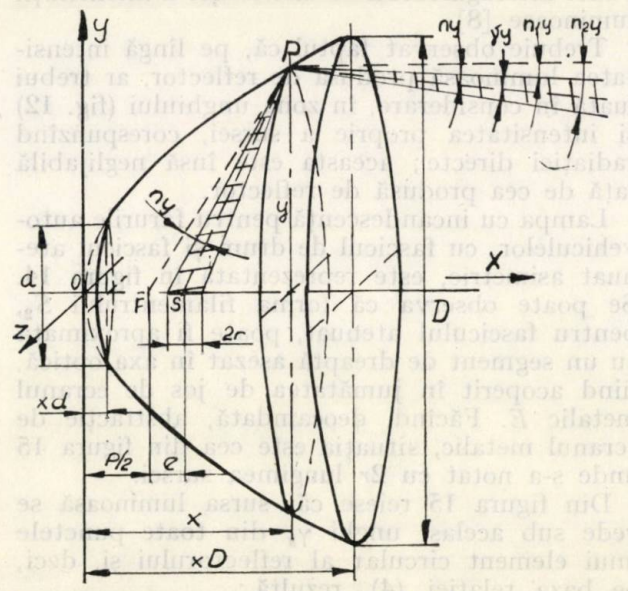


Fig. 15. Reflector parabolic cu sursă sub formă de segment de dreapta în axă, cu exfocalizare axială.

$$\sin\frac{\gamma_y}{2}=\frac{r}{\sqrt{\dfrac{\left[\left(x-\dfrac{p}{2}-e\right)^2+2px\right]^2}{2px}+r^2}}\cong$$

$$\cong\frac{r\sqrt{2px}}{R^2}. \qquad (8)$$

Rezultă, deci, din (5):

$$\Omega y=\frac{8\pi\, erpx}{R^3\left(x+\dfrac{p}{2}\right)}. \qquad (9)$$

În legătură cu ecranul metalic E se poate observa (fig. 14) că acesta obturează jumătatea inferioară a reflectorului, astfel că, aici nu ajunge lumina. Fasciculul luminos produs de reflector va fi format, deci, din razele reflectate numai de jumătatea superioară a reflectorului. Deoarece razele reflectate intersectează axa optică a reflectorului, rezultă că ele se vor orienta, în exclusivitate, către semispațiul inferior (aspect utilizat în scopul evitării orbirii). Imaginea produsă de fasciculul atenuat al reflectorului, pe un plan perpendicular pe axă și așezat la distanța $L \gg Lf$ de reflector, este de forma unui semiinel luminos (fig. 16).

În ceea ce privește distribuția fluxului luminos al sursei S_2, ecranul metalic E reflectă în sus o parte din fluxul luminos al sursei, astfel că distribuția în plan transversal și longitudinal are forma din figura 17. Se poate observa că neglijînd efectul de margine, curba de repartiție din planul transversal (plan perpendicular pe

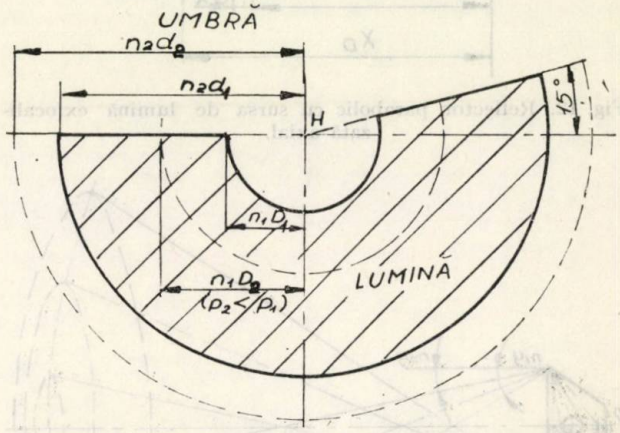


Fig. 16. Imaginea produsă de fasciculul atenuat asimetric pe un plan perpendicular pe acesta, la distanța $L \gg L$ față de reflector.

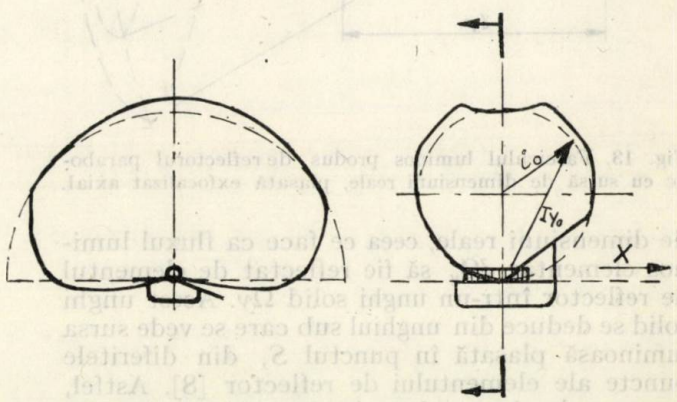


Fig. 17. Repartiția fluxului luminos al sursei S_2 din figura 14, în plan transversal și longitudinal.

axa optică a reflectorului) poate fi aproximată cu un semicerc, iar cea din planul longitudinal, cu un cerc cu raza i_0. Astfel, repartiția în spațiu a fluxului luminos în forma unei jumătăți de tor, în semispațiul superior, avînd diametrul interior nul și cu raza cercului generator i_0. Sursa fiind plasată în punctul S de pe axa reflectorului parabolic, intensitatea luminoasă a sursei în direcția unui element circular al reflectorului (fig. 17), este :

$$I_{v0} = 2i_0 \cdot \frac{\sqrt{2px}}{R}. \qquad (10)$$

Atunci din (3) rezultă :

$$d\Phi y = 4\pi \rho i_0 p \frac{\sqrt{2px}}{R^4}\left(x = \frac{p}{2} + e\right). \qquad (11)$$

În relația (11) nu s-a ținut seama de faptul că, din cauza ecranului E, fluxul luminos este repartizat numai în semispațiul superior, relația corespunzînd situației în care distribuția sub formă de tor s-ar continua și în semispațiul inferior. Acest lucru, însă, nu are importanță dacă $d\Phi y$ se raportează, conform relației (5), la întregul unghi solid Ωy, dat de relația (9) și nu numai la jumătatea acestuia. Înlocuind (9) și (11) în (5), rezultă intensitatea luminoasă elementară, produsă de un element circular al reflectorului, în interiorul unghiului solid Ωy :

$$dI_x = \rho \frac{\sqrt{2p} \cdot i_0}{2er} \frac{\left(\frac{p}{2} + x + e\right)\left(x + \frac{p}{2}\right)}{R\sqrt{x}} \cdot dx. \qquad (12)$$

În cazurile uzuale, din practică, $e \ll \frac{p}{2}$ și, deci, $R \cong x + \frac{p}{2}$.

Rezultă că :

$$dI_y = \sqrt{\frac{p}{2}} \cdot \frac{\rho i_0}{er} \frac{\left(\sqrt{x} + \frac{p}{2} + e\right)}{\sqrt{x}} dx. \qquad (13)$$

Intensitatea luminoasă totală, produsă de reflectorul parabolic pe o distanță oarecare γ, față de axa reflectorului, se obține integrînd [4] relația (13) între limitele x_1 și x_2 (respectiv y_1 și y_2), care delimitează acea porțiune a reflectorului, pentru care Ωy cuprinde și direcția γ :

$$I_y = \int_{x_1}^{x_2} dI_y = \frac{\rho i_0}{er}\left[\frac{1}{6p}(y_2^3 - y_1^3) + \left(\frac{p}{2} + e\right)(y^2 - y^1)\right]. \qquad (14)$$

Pentru stabilirea limitelor de integrare, din figura 15, se poate deduce că :

$$\operatorname{tg} n_{1y,2y} = \frac{4p^2(e \pm r)y}{(y^2 + p^2)^2 - (e \pm r)(y^2 - p^2)}. \qquad (15)$$

Relația (15) exprimă limitele unghiului solid Ωy, adică, unghiurile între care un element circular de reflector produce intensitatea luminoasă dI_y. Grafic, relația (15) arată, de obicei, ca în figura 18. Din figură se poate deduce modul cum se suprapun unghiurile solide Ωy și, deci, intensitățile luminoase elementare dI_y, pentru diferitele porțiuni ale reflectorului. Este ușor de observat că valoarea maximă a intensității luminoase I_{max} se obține între direcțiile n_{1d} și n_{2D}, adică, pentru limitele de integrare xd și xD (se integrează pe întregul reflector). Pentru direcțiile γ_1 și γ_2 intensitatea luminoasă se obține integrînd între x_1 și xD, respectiv, între xd și x_2.

Luînd în considerare umbrirea produsă de ecranul metalic, curbele izolux pe un plan, la distanța $L \gg Lf$ de reflector și așezat perpendicular pe axa acestuia, sînt semicercuri concentrice pe jumătatea inferioară a planului (fig. 16).

Curba de distribuție a intensității luminoase de-a lungul razei acestor izoluxe este cea din figura 19.

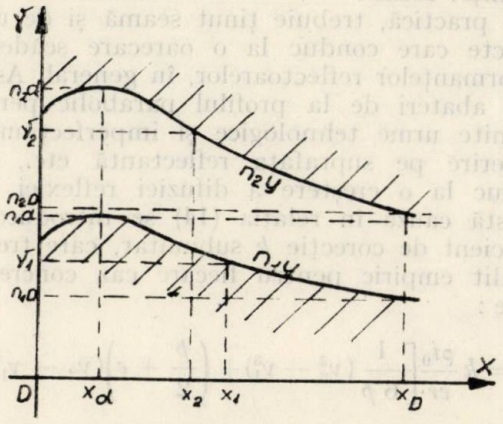


Fig. 18. Variația unghiurilor n_{1y} și n_{2y} de-a lungul parabolei.

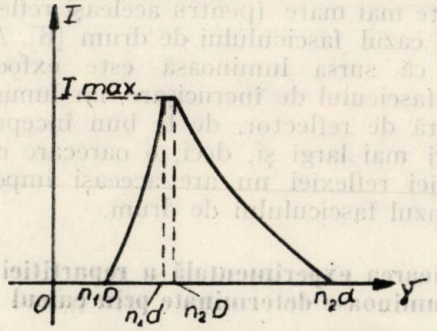
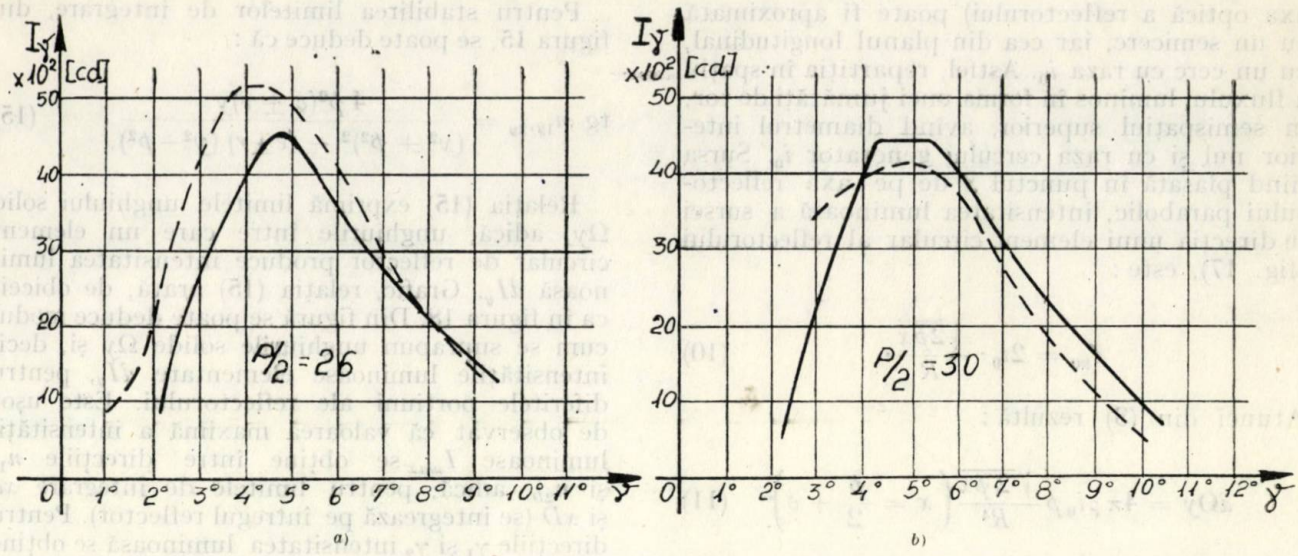


Fig. 19. Curba de distribuție a intensității luminoase de-a lungul razei fasciculului atenuat produs de reflectorul parabolic.



Din relația (14) se poate observa că I_{max} crește o dată cu creșterea diametrului D al reflectorului. Din relația (15) se poate deduce că :

— la aceeași exfocalizare e, unghiul față de axa, la care apare I_{max}, scade (adică I_{max} se apropie de axă), o dată cu creșterea diametrului D (crește y) și cu creșterea distanței focale (crește p) ;

— unghiurile n_{1D} și n_{2d}, care limitează fasciculul luminos (fig. 16), cresc o dată cu scăderea distanței focale.

În practică, trebuie ținut seamă și de unele aspecte care conduc la o oarecare scădere a performanțelor reflectoarelor, în general. Astfel, apar abateri de la profilul parabolic perfect, anumite urme tehnologice și imperfecțiuni de acoperire pe suprafața reflectantă etc., care conduc la o creștere a difuziei reflexiei. Din această cauză în relația (14) se introduce un coeficient de corecție k subunitar, care trebuie stabilit empiric pentru fiecare caz concret în parte :

$$I_\gamma = k \frac{\rho i_0}{er}\left[\frac{1}{6p}(y_2^3 - y_1^3) + \left(\frac{p}{2} + e\right)(y_2 - y_1)\right]. \tag{16}$$

Valoarea lui k, în cazul fasciculului de încrucișare, este mai mare (pentru aceleași reflectoare) decît în cazul fasciculului de drum [6]. Aceasta pentru că sursa luminoasă este exfocalizată pentru fasciculul de încrucișare, iar lumina este reflectată de reflector, de la bun început, sub unghiuri mai largi și, deci, o oarecare creștere a difuziei reflexiei nu are aceeași importanță ca în cazul fasciculului de drum.

Verificarea experimentală a repartiției intensității luminoase determinate prin calcul

Pentru verificarea experimentală a valabilității repartiției intensității luminoase dată de relația (16), s-au realizat grupuri de cîte șapte

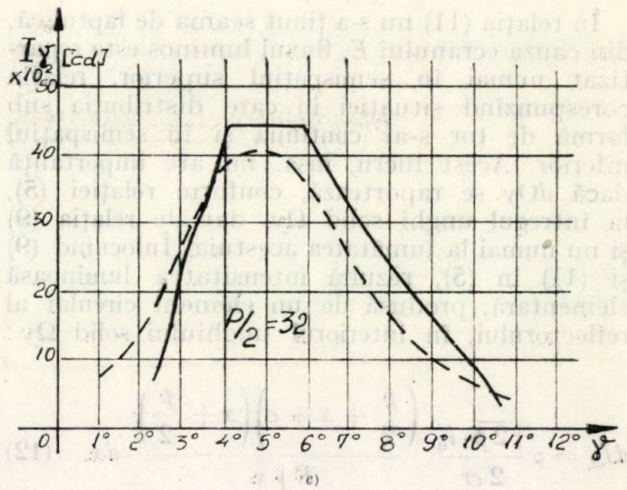


Fig. 20. Curbele de distribuție obținute experimental și, respectiv, prin calcul, pentru fasciculul atenuat al reflectoarelor parabolice cu distanța focală de 26 mm, 30 mm și 32 mm, cu diametrele egale de $d = 80$ mm și $D = 170$ mm : linia continuă — curba calculată ; linia întreruptă — curba măsurată.

reflectoare parabolice, pentru distanțe focale diferite, dar pentru aceleași diametre : $d = 80$ mm și $D = 170$ mm. Reflectoarele au fost executate prin apăsare pe model negativ (pe un strung de apăsat) și apoi au fost aluminizate.

S-au măsurat curbele de repartiție a intensității luminoase la aceste reflectoare de-a lungul axei verticale ce trece prin H (fig. 16), utilizînd o lampă etalon cu incandescență, pentru faruri de autovehicule cu fascicul atenuat asimetric, de fabricație OSRAM—R.F.G. Pentru determinarea curbei medii a fiecărui grup de reflectoare, cu o probabilitate de 95%, din cele șapte bucăți s-au putut reține cîte patru, criteriul de selecție fiind valoarea maximă măsurată a intensității luminoase. Curbele medii măsurate au fost apoi comparate cu cele determinate din calcul cu ajutorul relației (16).

În calcule s-au folosit următoarele mărimi caracteristice lămpii utilizate în măsurători :

$e = 6{,}5$ mm, $r = 3$ mm și $i_0 = 42{,}6$ cd. Pentru coeficientul de reflexie ρ și coeficientul de corecție k, ținînd seamă de modul de execuție a reflectoarelor, s-au luat valorile $\rho = 0{,}8$ și $k = 0{,}8$.

În figura 20 s-au repartizat curbele medii măsurate și cele calculate pentru reflectoarele cu distanța focală $(p/2)$ de 26 mm, 30 mm și 32 mm. Apropierea dintre curbele experimentale și cele calculate demonstrează justețea raționamentului urmat. Deosebirile care apar se datoresc, în primul rînd, deficiențelor tehnologice utilizate la confecționarea reflectoarelor, ceea ce au condus, în cazul acestor reflectoare, la abateri apreciabile față de profilul parabolic ideal. Apropierea curbelor (interesează în special sub aspectul alurii), se poate mări, atît executînd reflectoarele prin ambutisare, cît și prin mărirea numărului de reflectoare utilizate în măsurători (pentru a mări probabilitatea rezultatelor experimentale).

Concluzii

1. Fasciculul luminos atenuat asimetric al farurilor de autovehicule se realizează plasînd sursa luminoasă în reflectorul parabolic, într-o poziție exfocalizată axial.

2. Imaginea produsă de fasciculul atenuat asimetric, pe un plan perpendicular pe axă, la distanța de lucru obișnuită față de reflector, are forma unui semiinel luminos cu centrul întunecos. Zona semicirculară de iluminare maximă, din cadrul acestuia, se apropie de centru, o dată cu creșterea diametrului reflectorului și a distanței focale.

3. Forma sursei luminoase (aproximată în calculele făcute printr-un segment de dreaptă), are rol determinant în stabilirea relațiilor. Principiul calculului nu se schimbă pentru alte forme de filament, cu condiția ca distribuția fluxului luminos să prezinte simetrie de revoluție față de axa optică a reflectorului.

Bibliografie

[1] *Oberst, L., Iakobovits, A.* Alegerea reflectorului parabolic pentru farurile cu lumină atenuată asimetrică. Sesiunea de comunicări tehnico-științifice a I.C.P.A.T. — Brașov, dec 1968.

[2] *Oberst, L., Iakobovits, A.* Studiul analitic al reflectorului paraboloidic cu sursa de lumină în focar. Sesiunea de comunicări științifice a Institutului politehnic — Brașov, dec 1968.

[3] *Friș, S. E., Timoreva, A. V.* Curs de fizică generală, vol. 3. București, Ed. tehnică, 1954.

[4] *Rîjik, I. M., Gradstein, I.S.* Tabele de integrale, sume, serii și produse. București, Ed. tehnică, 1955.

[5] * * * Manualul inginerului electrician. București, Ed. tehnică, 1957.

[6] *Oberst, L., Szilagyi, Al.* Determinarea repartiției intensității luminoase la reflectoarele parabolice ale farurilor de autovehicule în cazul sursei luminoase plasate în focar. Prima sesiune de comunicări științifice a tinerilor ingineri și cercetători studenți din Timișoara, 18—19 dec 1971.

[7] *Oberst, L., Iakobovits, A.* Alegerea reflectorului parabolic pentru farurile cu lumină atenuată asimetrică. Sesiunea de comunicări științifice a I.C.P.A.T. — Brașov, 20—21 dec 1968.

[8] *Oberst, L., Iakobovits, A.* Studiul reflectorului paraboloidic cu sursa de lumină exfocalizată axial. A XIII-a sesiune științifică a cadrelor didactice la Institutul politehnic „Gh. Gheorghiu-Dej" — București, 22—24 mai 1970.

Intrat în redacție la 4.VII.1973

PENTRU TÎNĂRUL INGINER

LAMPA CU HALOGENI
SURSE DE LUMINĂ CU INCANDESCENȚĂ

CZ 621.326.7

O sursă de lumină cu incandescență, lampa cu hologeni

CONSTANTIN IVANOVICI — BUCUREȘTI

Ing. Constantin Ivanovici, născut în 1940, absolvent al facultății de electrotehnică a Institutului politehnic — București, din 1967, este cercetător la laboratorul de omologări electrocasnice al I.C.P.E. — București.

Cercetările din ultimii ani în domeniul surselor de lumină au impus, pe plan mondial, un nou tip de lampă cu incandescență : lampă cu filament de wolfram și ciclu regenerativ cu halogeni, sub denumirea comercială „lampă cu halogeni".

Aceste noi lămpi prezintă o serie de proprietăți interesante, datorate faptului că balonul conține o cantitate mică de halogen.

Făcînd istoricul lămpii cu incandescență, vedem că eforturile pentru perfecționarea acestei lămpi au fost îndreptate spre ameliorarea eficacității luminoase.

În lampa cu incandescență, energia electrică este convertită în lumină, prin încălzirea filamentului, cu ajutorul curentului electric. Prin creșterea temperaturii filamentului, crește efica-

citatea luminoasă, dar, se micșorează durata filamentului, datorită evaporării wolframului.

Pierderea de greutate a filamentului poate fi anulată cu ajutorul halogenilor ce se introduc în balon.

Lămpile cu halogeni prezintă avantaje multiple, în raport cu lămpile obișnuite cu incandescență, tinzînd astfel să-și găsească domenii de utilizare din ce în ce mai variate și chiar să le înlocuiască pe acestea.

Datorită dimensiunilor de gabarit reduse, lămpile cu ciclu regenerativ nu necesită corpuri de iluminat mari.

Caracteristicile acestor lămpi pot fi îmbunătățite, dacă în locul iodului se folosește acid bromhidric, sau compuși ai bromului ca CH_3Br, această înlocuire neaducînd modificări esențiale în procesul tehnologic.

Trebuie să se facă distincție între lămpile cu halogeni, care sînt lămpi cu incandescență și lămpile cu halogeni metalice, care sînt cu vapori de mercur de înaltă presiune ce au în tubul de descărcare o halogenură metalică.

Parametrii superiori, față de lămpile similare cu incandescență, construcția relativ simplă, domeniile largi de utilizare au impus lampa cu halogeni într-un timp foarte scurt, fiind produsă la ora actuală într-o serie de țări ca: SUA, Olanda, Anglia, Franța, RFG, RDG, Cehoslovacia, Ungaria etc.

1. Funcționarea și construcția lămpilor cu halogeni

Funcționarea produsului are la bază ciclul regenerativ al halogenilor [1], figura 1, care constă în următoarele: woframul care se depune pe pereții balonului este tranformat într-un compus volatil la nivelul peretelui. Ca urmare, acest compus se descompune pe filament, sau

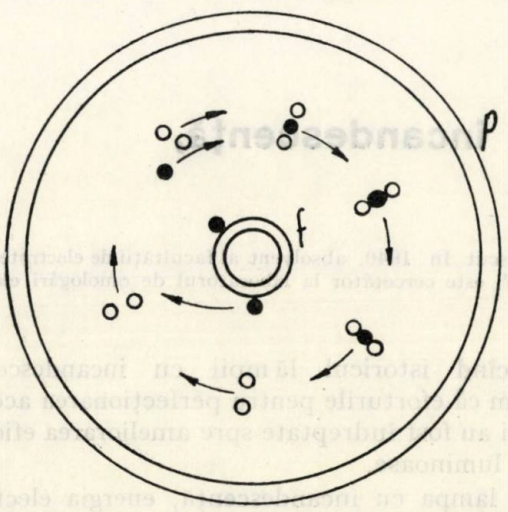


Fig. 1. — Teoria ciclului de iod într-o lampă cu incandescență. Schema de principiu:
f — filament $t > 2\,000$°C; p — perete de cuarț $t < 250$°C; ● — particule de wolfram evaporat pe filament; ○ — atom de iod liber; ○●○ — iodură de wolfram.

în apropierea lui. Se obțin, în acest fel, două rezultate deosebit de utile:

— peretele balonului este scutit de înnegrire;

— filamentul nu pierde în greutate.

Diverșii compuși ai wolframului, care intră în competiție pentru un astfel de ciclu, sînt:

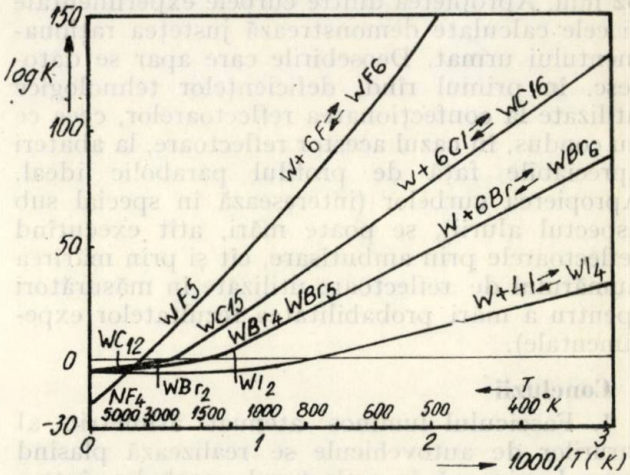


Fig. 2. — Curba constantei de echilibru K calculată prin metoda termodinamică, în funcție de temperatura T, pentru diverși halogeni de wolfram.

halogenii și compușii carbonici $W(CO)_6$ ce au o volatilizare adecvată. Din punct de vedere al utilizării la lampa cu ciclu regenerativ halogenii sînt mai buni decît compușii carbonici, aceștia din urmă putînd forma carbura de wolfram, care dă naștere la părți fragile în filament.

Ideea fundamentală a ciclului regenerativ cu ajutorul halogenilor a fost utilizată în 1959 de către Zubler și Mosby [2], care au folosit-o pentru prima dată în tehnica lămpilor de iluminat.

Reacția wolfram halogen este o reacție de echilibru (fig. 2) de tipul:

$$W + nX \rightleftarrows WX_n, \tag{1}$$

în care, X reprezintă un atom de halogen și n un număr mic întreg [3]. Poziția de echilibru depinde puternic de temperatură și este determinată de ecuația:

$$\frac{P_W X_n}{P_W (P_X)^n} = K, \tag{2}$$

în care: P_w, P_x și $P_w X_n$ reprezintă presiunile parțiale ale componentelor în echilibru, iar K constanta de echilibru.

Din figura 2 rezultă că, pentru temperatura ridicată, la care filamentul este adus la incandescență (aprox. 3 000°K), cea mai mare parte a halogenilor de wolfram sînt complet disociați.

Fluorura constituie o excepție, căci, la temperatura menționată ea nu se disociază decît

parțial. Temperatura pentru care echilibrul se schimbă este, pentru clorură de aproximativ 2 000°K, pentru bromură 1 500°K, iar pentru ioduri 1 000°K. Aceste date duc la concluzia că :

a) la temperaturile uzuale ale filamentului, toți halogenii wolframului sînt disociați, în măsura cerută pentru ciclul regenerativ considerat ;

b) pentru toate temperaturile uzuale de la peretele balonului (200—600°C), echilibrul se găsește alături de halogenii de wolfram, ceea ce este indispensabil pentru un ciclu regenerativ.

S-a considerat exclusiv reacția cu atomi de halogeni și nu cea cu molecule, deoarece la temperatura ridicată a filamentului toate moleculele de halogeni sînt disociate în atomi. Aceștia din urmă difuzează spre zonele de temperatură mai joasă, dar nu au posibilitatea de a se asocia acolo spre a forma halogenura.

O problemă foarte importantă este aceea că, într-un ciclu regenerativ trebuie ca wolframul să se depună pe pereții reci ai balonului, pe de o parte, iar pe de altă parte trebuie menținut în toate extremitățile filamentului, care se găsesc la o temperatură mai joasă decît restul filamentului.

În practică, nu este dificil de a găsi forme constructive care să satisfacă aceste condiții în materie de temperatură.

Datorită ciclului regenerativ, la lămpile cu halogeni, ar trebui să avem o durată infinită de viață, fără alterarea fluxului luminos. Acest caz nu se realizează, însă, datorită neuniformității temperaturii în filamentul adus la incandescență. Astfel, wolframul se deplasează de la părțile mai calde ale filamentului, către cele reci, această „migrare" micșorînd durata filamentului.

Durata de viață H a unei lămpi cu halogeni este exprimată de relația :

$$H \sim \frac{Tch^{-32}}{\Delta T}, \qquad (3)$$

unde : ΔT este diferența de temperatură între părțile reci și cele calde ale filamentului, iar Tch este temperatura părții celei mai calde.

Pentru $\Delta T \to 0$ durata de viață a filamentului ar trebui să fie infinit de mare.

Această formulă stabilită cu ajutorul teoriei cinetice a gazelor, este aplicabilă pentru gama de temperaturi cuprinse între 2 700 și 2 900°K.

Durata de viață scade cu creșterea lui Tch, deoarece procesul de migrație a wolframului este mai rapid. Balonul lămpii cu incandescență obișnuite nu poate fi de dimensiuni prea mici, deoarece, din cauza evaporării filamentului, pereții se înnegresc și absorb radiația luminoasă.

În lămpile cu halogeni situația este diferită, neexistînd înnegrirea pereților, pe de o parte, iar pe de altă parte, temperatura la peretele balonului trebuie să fie mai ridicată față de lămpile obișnuite, pentru a se asigura ciclul regenerativ. Aceste considerente implică niște dimensiuni reduse ale acestui tip de lampă și o sticlă rezistentă la temperaturi ridicate, în speță, cuarț.

Lămpile cu halogeni se produc sub forme diverse, în funcție de utilizarea lor. La astfel de lămpi, construcția cea mai folosită este balonul cilindric, de diametru mult mai mic decît lungimea și filament bobinat dreptunghiular, dispus în axul balonului.

Aceste lămpi trebuie să funcționeze în poziție orizontală, pentru ca ciclul regenerativ să fie întreținut.

Pentru asigurarea regimului termic corespunzător, lămpile trebuie să funcționeze într-un mediu, care nu permite scăderea temperaturii balonului sub 300°C. Dat fiind că temperatura uzuală la balonul lămpii este de aproximativ 500—600°C, lămpile nu trebuie să funcționeze într-un mediu ușor influențabil, sau trebuie să se afle în corpuri de iluminat special amenajate pentru astfel de medii. Lămpile trebuie ferite de unsoare și murdărie. După fiecare eventuală pătare, în urma prinderii cu mîna, ele se curăță cu spirt sau cu un alt degresant, deoarece grăsimile produc exfolierea sticlei de cuarț.

Unii fabricanți introduc arzătorul de cuarț într-un balon de sticlă dură, obținînd lampa cu dublu înveliș [4]. Aceasta are următoarele avantaje :

— o funcționare chiar în poziție diferită de cea orizontală ;

— o protecție a cuarțului, care permite manevrarea lămpii cu mîna, fără riscul devitrificării ;

— o dulie de tip clasic.

Dozajul halogenilor, în speță al iodului, menționat în literatură [3] este, pentru lămpile umplute cu gaze inerte, în medie de $0{,}25 \cdot 10^{-6}$ mol. gr. de iod/cm³ din volumul balonului.

O cantitate mai mare de iod duce la absorbția luminii și, implicit la micșorarea eficacității luminoase, o cantitate mai mică, însă, împiedică ciclul regenerativ.

Gazul de umplere trebuie să fie de o puritate foarte ridicată, deoarece impuritățile au un efect negativ asupra duratei filamentului.

Pentru reducerea gradientului de temperatură de-a lungul filamentului, elementele destinate susținerii filamentului trebuie să fie cît mai subțiri pentru ca pierderile de căldură prin aceste legături să fie minime.

O ameliorare suplimentară a eficacității luminoase se poate obține prin creșterea presiunii gazului de umplere. În condiții favorabile (lămpi foarte mici), se pot utiliza presiuni de umplere în jur de 10 atmosfere. Aceasta duce la micșorarea vaporizării filamentului. Umplerea la presiunea de 10 at duce la rezultate spectaculoase, obținîndu-se o creștere a eficacității luminoase care depășește 30% comparativ cu lampa corespunzătoare umplută la presiunea de 1 at.

Cantitatea mare de căldură, disipată pe unitate de suprafață, implică precauții suplimentare în special în ceea ce privește soclul. Pentru aceasta se folosesc piese ceramice (rezistente la temperaturi de aproximativ 350°C).

2. Domeniile de utilizare și caracteristicile lor tehnice

După cum am arătat în introducere, caracteristicile tehnice superioare ale lămpilor cu halogeni fac ca ele să fie folosite în diverse domenii [8] ca :

— iluminatul general : străzi, stadioane, diverse edificii arhitectonice, hale industriale mari, săli de sport ;
— iluminatul aeroporturilor ;
— faruri de automobile ;
— studiouri cinematografice și de televiziune ;
— aparatură de proiecție și foto.

În tabelul 1 s-a prezentat o sistematizare a variantelor de lămpi cu halogeni, care ține seama de domeniul de utilizare [4, 5, 6, 7].

Din tabelul 1 se constată următoarele :

— la lămpile cu halogeni de tip A durata de funcționare este mare și scade cu creșterea puterii ;
— la lămpile de tip B și C duratele sînt mai scurte, deoarece fiind des manevrate, există posibilitatea spargerii lor mult mai repede decît lămpile de tip A și numai în cazuri speciale se construiesc lămpi de tip B cu durate mai mari, care se justifică din punct de vedere economic.

În timp ce, la lămpile de tip A și B, fluxul crește cu puterea, la lămpile de tip C fluxul scade cu creșterea puterii.

3. Rezultate experimentale

În prezenta lucrare sînt studiate rezultatele experimentale asupra unei lămpi cu halogeni de tip A de construcție românească [9], ale cărei caracteristici tehnice, prezentate în tabelul 2, sînt la nivelul lămpilor cu halogeni similare, fabricate de mari firme, producătoare de surse de lumină.

3.1. Fluxul luminos inițial

Perioada de îmbătrînire, așa-zisa formare a lămpii, în care lampa ajunge să-și stabilizeze caracteristicile electrice, este la lampa cu halo-

Tabelul 1

A. Lămpi cu ciclu regenerativ pentru iluminat

Nr. crt.	Putere, W	Tensiune, V	Diametrul, mm	Lungime mm	Flux luminos, lm	Eficiență luminoasă, qlm/w	Durată medie, ore
1	1 000	120	12	190	22 000	22	2 000
2	1 000	220	12	190	22 000	22	2 000
3	1 500	220	12	256	33 000	22	2 000
4	2 000	220	12	336	60 000	30	200
5	5 000	220	18	520	150 000	30	400

B. Lămpi cu ciclu regenerativ pentru cinematografie și televiziune

1	500	120	—	—	13 000	26	500
2	650	120	13	80	20 000	30,8	30
3	750	120	—	—	19 800	26,4	500
4	800	230	—	—	20 600	25,7	80
5	800	230	—	—	21 600	24,6	250
6	1 000	120	10	118	27 000	27	500
7	1 000	120	—	—	28 000	28	150
8	1 000	120	—	—	33 000	33	35
9	1 000	120	15	93	33 000	33	35

C. Lămpi cu ciclu regenerativ pentru aparatură de proiecție

1	50	12	—	—	1 400	28	50
2	100	12	—	—	3 000	30	50
3	150	24	—	—	5 000	33,3	50
4	250	24	—	—	8 250	33	50
5	500	42	—	—	16 500	33	50

D. Lămpi cu ciclu regenerativ pentru automobile

1	55	6	36	70	—	—	—
2	55	12	36	70	—	—	—
3	70	24	36	70	—	—	—

Tabelul 2

Nr. crt.	Firma producătoare	Puteri, W	Tens. nominală, V	Diam., mm	Lung., mm	Flux luminos, lm	Eficiență lumin., lm/W	Durată nominală, ore
1	Philips	1 000	220—230	12	190	22 000	22	2 000
2	Tesla	1 000	"	12	190	20 850	21	1 000
3	Tungsram	1 000	"	—	—	22 000	22	1 000
4	Cinescoape	1 000	220	10,4	189,1	21 400	21,4	—

geni de o oră, timp la care se măsoară toate valorile ei inițiale.

O lampă este în general, caracterizată de fluxul luminos care ne dă informații precise asupra eficacității luminoase. Se alimentează lampa, montată într-o sferă, la tensiunea stabilizată de 220 V timp de o oră, după care se măsoară fluxul luminos inițial, cu ajutorul unui fotometru integrator, etalonat, în prealabil, cu o lampă etalon de tip Tesla (R.S.C.), al cărui flux luminos este de 20,850 lm.

Fluxul luminos este dat de formula :

$$\Phi = f \cdot \alpha, \qquad (4)$$

unde : $F = 314$ este factorul de flux, în funcție de lampa etalon utilizată, iar α este numărul de diviziuni citite la fotometru. Valorile măsurate ale fluxului, pentru un număr de 10 lămpi cu halogeni, au fost trecute în tabelul 3. Din tabel

Tabelul 3

Nr. lampă	Curent nominal, A	Tens. nom., V	Puterea nominală, W	Diviziuni, α	Flux luminos inițial, lm
1	4,65	220	1 023,0	68,7	21 572
2	4,64	"	1 020,8	67,5	21 195
3	4,65	"	1 023,0	67,5	21 195
4	4,64	"	1 020,8	67,4	21 185
5	4,62	"	1 016,0	68,4	21 478
6	4,65	220	1 023,0	67,5	21 418
7	4,64	"	1 020,8	67,5	21 418
8	4,68	"	1 029,6	67,4	21 386
9	4,68	"	1 029,6	69,5	21 823
10	4,65	"	1 023,0	67,5	21 418

se observă că valorile individuale ale fluxului depășesc 21 000 lm, iar valoarea medie este de 21 400 lm, comparabilă cu alte produse similare de fabricație străină.

3.2. Puterea și curentul inițial

Curentul inițial prin lampă se măsoară în aceleași condiții de mai sus, valoarea puterii calculîndu-se cu relația :

$$P = U \cdot I. \qquad (5)$$

Rezultatele măsurătorilor au fost trecute în tabelul 3. Se observă că, curentul inițial prin lampă prezintă o variație cuprinsă între 4,6 și 4,7 A, el fiind stabil în timp, valorile puterii nedepășind 1 070 W, valoare impusă de norme [10].

3.3. Deprecierea fluxului luminos în timp

După cum s-a arătat în capitolul 1, fluxul luminos la o lampă cu halogeni are o depreciere foarte mică în timp. Această depreciere este dată de relația :

$$D\% = \frac{\Phi_t}{\Phi_i} \cdot 100, \qquad (6)$$

unde : Φ_t reprezintă fluxurile luminoase măsurate la timpii : $t = 100$, 300 și 500 ore de funcționare, iar Φ fluxul luminos inițial.

În tabelul 4 sînt date deprecierile fluxului luminos în timp, pentru 4 lămpi cu halogeni

Tabelul 4

Nr. lampă	Valoarea deprecierii, %		
	100/1	300/1	500/1
2	98	97,6	—
3	95,6	95,8	91,0
4	102	99,2	90,0
10	97,5	96,1	—
Valoarea medie	98,4	97,2	90,5

supuse unei probe de durată pe stand, în timpul căreia ele au fost alimentate din rețeaua de 220 V, iar măsurătorile s-au făcut în condițiile de la punctul 3.1, după o perioadă de revenire la temperatura ambiantă a fiecărei lămpi. În figura 3 s-a trasat curba de variație a deprecierii în timp. Se observă că, dependența, factor de depreciere — timp, este, practic, liniară, permițînd aprecierea brută că, pentru fiecare 100 ore de funcționare, eficiența luminoasă scade cu 0,6% (pentru timpi cuprinși între 100 și 300 ore), avînd o scădere lentă. În această situație și considerînd că distribuțiile găsite se dovedesc a fi suficient de reprezentative și stabile în timp,

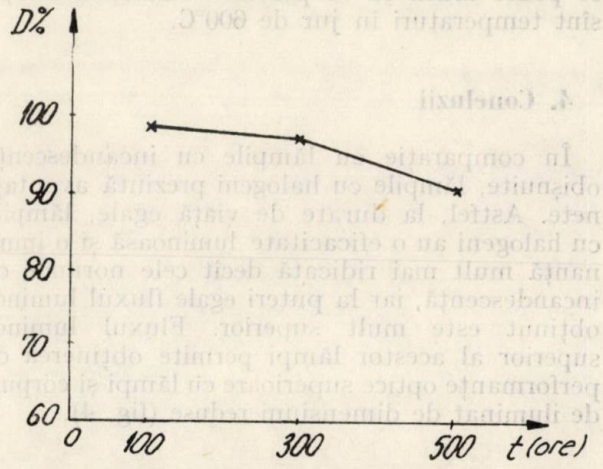


Fig. 3. Curba deprecierii fluxului luminos în timp.

se poate propune, ca limită a deprecierii, valoarea de 94%, pentru același timp de funcționare. De la 300 ore se observă că intervine un alt mecanism de depreciere în timp, cu o scădere liniară mai evidentă, de la 97 la 90,5% (pînă la 500 ore, unde s-a ajuns cu experimentările), eficiența luminoasă scăzînd cu 3% pentru fiecare 100 ore de funcționare. În viitor trebuie urmărită această depreciere a fluxului pe un număr mai mare de lămpi și într-un timp mai îndelungat de experimentare.

3.4. Temperatura pe soclul lămpii

Deoarece în exploatare nu trebuie depășite anumite temperaturi, pe soclul lămpii, s-a executat o probă de încălzire a lămpii cu halogeni montată în corp de iluminat.

S-au alimentat lămpile la tensiunea rețelii de 220 V, timp de 3—4 ore de funcționare, iar cu ajutorul unor termocuple, plasate pe soclul lămpilor, au fost măsurate, la stabilizarea temperaturii în corpul de iluminat, temperaturile pe socluri.

Rezultatele au fost trecute în tabelul 5 și se observă că valorile măsurate ale temperaturii

Tabelul 5

Nr. lampă	Temp. pe soclu, °C	Temp. pe balon, °C
1	230	~600
2	198	,,
3	229	~600
4	257	,,
5	203	,,

pe soclurile lămpilor sînt mult mai mici decît valoarea impusă de 350°C [10]. Informativ se poate arăta că la peretele balonului lămpii sînt temperaturi în jur de 600°C.

4. Concluzii

În comparație cu lămpile cu incandescență obișnuite, lămpile cu halogeni prezintă avantaje nete. Astfel, la durate de viață egale, lămpile cu halogeni au o eficacitate luminoasă și o luminanță mult mai ridicată decît cele normale cu incandescență, iar la puteri egale fluxul luminos obținut este mult superior. Fluxul luminos superior al acestor lămpi permite obținerea de performanțe optice superioare cu lămpi și corpuri de iluminat de dimensiuni reduse (fig. 4).

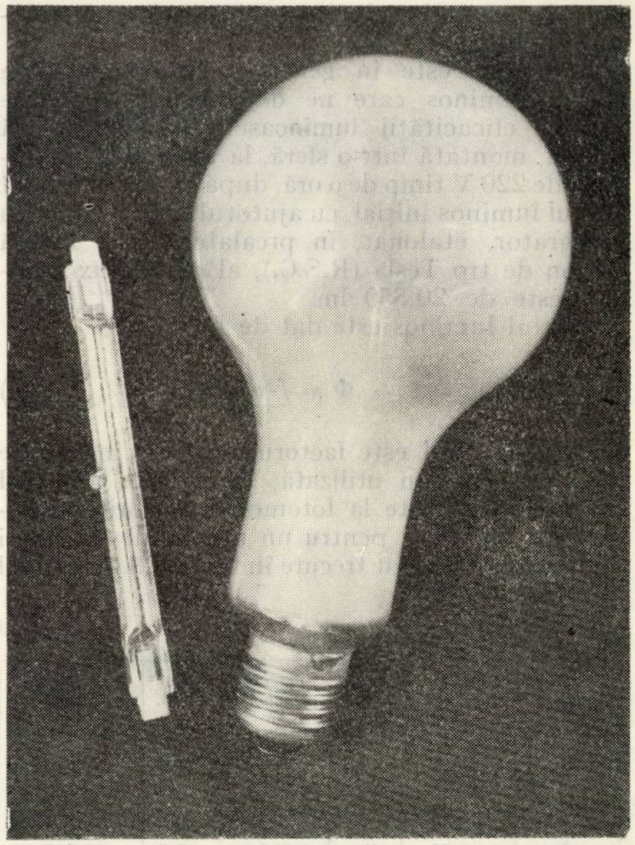


Fig. 4. Comparație între o lampă cu incandescență obișnuită de 500 W/220 V și una cu halogeni de 1 000 W/220 V.

Datorită multiplelor sale domenii de utilizare, a avantajelor față de lămpile cu incandescență obișnuite, lămpile cu halogeni sînt rentabile a fi asimilate în țara noastră, pentru a fi folosite în cît mai multe domenii: auto, studiouri cinematografice și de televiziune etc., unde realizarea lor în diferite game de puteri ar însemna o economie însemnată de devize.

Bibliografie

[1] *Déribére, M.* Lampes à iode. Lampes à iodures, Dunod, Paris, 1965.

[2] *Zubler, E. G., Mosby, F. A.* An iodine incandescent lamp with virtually 100% lumen maintenance. În: Illumin. Eng., t. **54**, nr. 12, dec 1959, p. 734.

[3] *Van Tijen, J. W.* Lampes à incandescente en atmosphere gazeuse, contenant de l'iode. În: Principe Revue Tech. Philips, t. **23**, nr. 78, 1961/1962, p. 234.

[4] * * * Lampes aux halogénes pour photo-cinema eclairage d'ambiance grands espaces. Mazda, feb 1969.

[5] * * * Philips, Halogenlampen.

[6] * * * Lampés halogène. Osram, 1969.

[7] * * * I.T.T. Claude

[8] *Balder, J. J.* Lampes à incendescente à atm. gazeuse contenant de l'iode. Possibilités d'application. În: Rev. Techn. Philips, t. **23**, nr. 78, 1961/1962, p. 240.

[9] * * * Buletin I.C.P.E. nr. 905, 1973.

[10] * * * N. I. Lampă cu filament de wolfram și ciclul regenerativ cu halogeni 1 000 W/220 V.

Intrat în redacție la 18.III.1974

CZ 64.06 : 621.3.016

APARATE CASNICE
ASPIRATOARE ELECTRICE
CONSUM
ENERGIE ELECTRICĂ
FRIGIDERE ELECTRICE

Considerații privind perspectiva aparatelor electrice de uz casnic în condițiile economisirii energiei electrice

DUMITRU MIRON

Ing. Dumitru Miron, născut în 1937, absolvent al Facultății de electrotehnică a Institutului politehnic „Traian Vuia" — Timișoara, din 1959, este cercetător științific la I.C.P.E. — București și doctorand la I.P.B. în problema utilizării energiei electrice.

Aparatele electrocasnice au devenit familiare fiecărei gospodării individuale, constituind ajutoare prețioase în cele mai diverse activități domestice, de la păstrarea și conservarea alimentelor pînă la încălzitul locuințelor.

Se poate afirma, pe bună dreptate, că, astăzi, nu există activitate casnică pentru care producătorii de aparate electrocasnice să nu fi realizat un aparat, care să ușureze munca gospodinelor.

Literatura tehnică de specialitate vorbește tot mai mult despre gospodăriile „tout électrique", în care toate activitățile se realizează cu ajutorul energiei electrice.

Este lesne de înțeles că o astfel de gospodărie reprezintă, din punct de vedere al confortului, avantaje net superioare, comparativ cu gospodăriile obișnuite, dar, în același timp, reprezintă un consumator serios de energie electrică, mai ales în condițiile cînd nici un constructor de aparate electrocasnice nu s-a dovedit „sgîrcit" cînd a fost vorba de puterea acestora.

În general, puterile aparatelor electrice de uz casnic variază, în funcție de destinația acestora, de la cîteva zeci de watti pînă la ordinul kilowattilor.

Pînă în prezent, cînd economia de energie a constituit mai mult o preocupare a utilizatorilor de aparate, care erau interesați să plătească cît mai puțin pentru energia consumată în gospodărie, constructorii de aparate electrocasnice s-au ghidat în alegerea puterii acestora mai mult după considerente de ordin tehnic (capacitatea circuitelor) și de confort (satisfacerea celor mai rafinate gusturi ale utilizatorului).

Așa se explică faptul că, în țările avansate, consumul anual de energie electrică într-o gospodărie „tout électrique" se ridică la 25 000... 30 000 kWh.

Aceeași linie a fost urmată și de constructorii de aparate electrocasnice din țara noastră. Faptul că nu s-au realizat aparate cu puteri mai mari de 2 000 W, la tensiunea de 220 V, se datorește normativelor în vigoare, care limitează puterile instalate pe un circuit electric dintr-o locuință.

Dacă așa se prezintă situația, în condițiile cînd pe plan internațional economia de energie nu constituia o problemă de o asemenea importanță ca astăzi, acum se pune în mod firesc întrebarea: *utilizarea aparatelor electrocasnice este sau nu rațională și necesară?*

Răspunsul la această întrebare nu poate fi decît afirmativ. Omul zilelor noastre nu poate concepe viața fără a apela la această mare cucerire a omenirii — *electricitatea.*

Măsurile pentru utilizarea rațională și economisirea energiei electrice trebuie să constituie, pentru producătorii de aparate electrocasnice, pentru întreprinderile furnizoare de energie electrică și pentru utilizatori, îndreptare prețioasă în activitatea de viitor.

În ceea ce-i privește pe producători este clar că, activitatea acestora va trebui orientată în direcția realizării de aparate cu performanțe tehnico-economice superioare.

În domeniul frigiderelor se cere extinsă utilizarea celor cu compresor, care au un consum specific de energie electrică mai redus, comparativ cu cele cu absorbție și utilizarea unor materiale termoizolante cu caracteristici ridicate.

Normele în vigoare stabilesc consumul maxim admis de energie electrică în 24 ore, pentru frigiderele cu absorbție și cele cu compresor. Pentru frigidere de aceeași capacitate (120 l), cu o stea (temperatura în evaporator — 6°C) consumul de energie electrică este de 1,56 kWh, la cele cu compresor și 2,38 kWh, la cele cu absorbție, la o temperatură ambiantă de 32°C.

Se observă că, frigiderele cu absorbție consumă cu 50% mai multă energie decît cele cu compresor, funcționînd în condiții identice.

Îmbunătățirea caracteristicilor izolante ale izolației termice are o importanță deosebită. Studiile intreprinse au dus la concluzia că, prin această măsură se obțin economii importante de energie electrică. Așa de pildă, dacă la frigiderele cu absorbție „Fram" 110, consumul specific de energie electrică era în 24 ore de $3{,}19 \cdot 10^{-2}$ kWh/l, la tipurile fabricate în prezent

„Fram" 112, „Fram" 70, acest consum a scăzut la 2,63 · 10^{-2} kWh/l, adică de 1,2 ori.

Paralel cu aceasta trebuie începute și extinse cercetările pentru realizarea de frigidere, avînd la bază principii noi de funcționare sau cu utilizări multiple.

În domeniul aspiratoarelor de praf se poate acționa în două direcții : îmbunătățirea parametrilor funcționali prin utilizarea unor motoare cu turații foarte mari, a unor turbine de mare randament și a unei tubulaturi etanșe, paralel cu asigurarea unei forme constructive, care să nu permită formarea de turbioane în interiorul aspiratorului și realizarea aspiratoarelor cu bătător de covoare, care mărește substanțial eficacitatea aspiratorului. Prin aceste măsuri se poate reduce puterea aspiratoarelor și se mărește eficiența acestora.

Cercetările efectuate în cadrul ICPE, asupra diferitelor tipuri de aspiratoare fabricate în țară, sau aparținînd unor firme străine de renume, au dus la concluzia că influența turației motorului asupra caracteristicilor hidraulice ale aspiratorului este apreciabilă. O creștere a turației cu 10%, păstrînd neschimbate celelalte condiții, duce la o creștere a depresiunii de 1.3 ori.

Forma constructivă are de asemenea o importanță apreciabilă. Comparînd două aspiratoare, avînd forme diferite (Național MC 100, de construcție japoneză și Philips hz 4 920, de construcție olandeză), se constată că, la caracteristici hidraulice apropiate, puterea absorbită diferă, fiind cu 30% mai mare la primul decît la cel de-al doilea.

O importanță deosebită asupra parametrilor funcționali ai aspiratoarelor și implicit asupra consumului de energie o are calitatea și etanșeitatea anexelor (furtun, tuburi, duze, perii), care influențează direct eficacitatea desprăfuirii.

Utilizarea aspiratoarelor echipate cu bătătoare de covoare duce la creșterea eficacității la desprăfuire, în medie cu 25%.

Asupra aparatelor destinate încălzirii locuințelor și apei pot și trebuie să fie luate măsuri deosebit de eficace. Atenția constructorilor de radiatoare trebuie să se îndrepte spre aparatele cu acumulare, care nu au o funcționare deosebit de economică. Superioritatea acestor radiatoare constă în faptul că, sînt echipate cu termostate, care permit reglarea temperaturii după dorință și pot fi programate să funcționeze în orele golului de sarcină din sistemul energetic (noaptea), cînd acumulează căldura pe care o cedează în timpul zilei. Acest lucru are o importanță deosebită pentru îmbunătățirea curbei de sarcină a sistemului energetic și pentru stimularea extinderii încălzirii electrice a locuinței, care, în aceste condiții, este comparabilă, din punct de vedere al prețului, cu cea realizată folosind lemne și cărbuni.

Studiile efectuate au evidențiat faptul că, pentru ca într-o încăpere obișnuită, din punct de vedere al izolației termice, cu un volum de 40 m³, să se mențină în interior o temperatură de 20°C, cînd temperatura exterioară este de —10°C, folosind un radiator electric cu acumulare, care să funcționeze numai noaptea, este necesară o putere de aproximativ 10 kW. Același lucru poate fi obținut cu un radiator fără acumulare, care să funcționeze în permanență, avînd puterea de 3,5 kW. În primul caz, consumul de energie electrică costă 12 lei, iar în al doilea caz 24 lei.

Dintre aparatele ce se fabrică la noi în țară în prezent, numai cele cu ulei corespund sub aspectul economicității.

Paralel cu preocuparea pentru realizarea încălzitoarelor cu acumulare, trebuie să se desfășoare o amplă activitate de cercetare și experimentare a unor soluții eficiente de încălzire a locuințelor, ținînd seama de realizările obținute pe plan mondial și de particularitățile locuințelor din țara noastră.

În legătură cu încălzitoarele de apă (boilere) este necesar să se țină seama de faptul că, atît din calcule, cît și din practică, s-a constatat că, pentru încălzirea cantităților mici de apă sînt foarte economice încălzitoarele instantanee.

Pornind de la relația :

$$860\ W = G \cdot c\, \Delta\theta_\omega + Q_g,\ \text{kcal},$$

unde :

W este energia electrică consumată, kWh ;
G — greutatea apei încălzite, kg ;
c — căldura specifică a apei, kcal/kg °C ;
$\Delta\theta_W$ — supratemperatura apei încălzite, °C ;
Q_g — pierderi de căldură, kcal ;
$Q_g = A k \Delta\theta_a \cdot t + G_r c_r \Delta\theta_a$, kcal ;
A — suprafața de contact a încălzitorului, cu aerul înconjurător, m² ;
$\Delta\theta_a$ — diferența de temperatură între recipient și aerul înconjurător, °C ;
k — coeficientul de schimb de căldură, kcal/m² · h °C ;
$G \cdot r$ — greutatea recipientului, kg;
$C \cdot r$ — căldura specifică a recipientului, kcal/kg °C.

S-a stabilit experimental că :

$$Q_{g(p)} = (0{,}002 \div 0{,}005)\ 860\ W,\ \text{kcal} ;$$

$$Q_{g(a)} = (0{,}5 \div s)\ 860 \frac{t}{24},\ \text{kcal}.$$

Rezultă că, pentru a încălzi 10 l apă cu 45 °C, se consumă 52 $\frac{\text{Wh}}{\text{l}}$ în încălzitorul instantaneu și 126 $\frac{\text{Wh}}{\text{l}}$, în cel cu acumulare.

În domeniul aparatelor destinate pregătirii hranei (mașini de gătit, plite, reșouri), se poate acționa eficient asupra îmbunătățirii randamentului acestora, prin folosirea unor materiale termoizolante cu caracteristici superioare, a discurilor cu inerție redusă și limitatoare de temperatură și a cuptoarelor cu termoregulator. Efecte economice spectaculoase se pot obține prin realizarea unor aparate cu microunde, care să asigure pregătirea alimentelor în timp foarte scurt.

Mașinile de spălat rufe constituie un consumator important de energie electrică, mai ales dacă sînt prevăzute și cu rezistență pentru încălzirea apei.

Experiența mondială și datele de care dispunem ne duc la concluzia că, mașinile automate de mare capacitate funcționează mai economic decît mașinile obișnuite. Pe baza experimentărilor efectuate în I.C.P.E. s-a stabilit că, pentru a obține o spălare de bună calitate a rufelor (exprimată prin gradul de alb determinat cu fotocolorimetrul), o mașină de spălat automată realizează un consum specific de energie electrică de 0,6—0,65 kWh/kg rufe, în timp ce o mașină obișnuită (Alba Lux 2, de exemplu), realizează un consum aproape dublu.

O altă constatare arată că, consumul specific de energie electrică scade cu creșterea capacității mașinii de la 0,64 kWh/kg la o mașină AEG cu capacitatea de 4,5 kg, la 0,62 kWh/kg, la o mașină Bosch, cu capacitatea de 5,5 kg.

Perfecționările ulterioare ce pot fi aduse mașinilor automate, prin introducerea unor dispozitive electronice de programare și control ale operației de spălare, pledează pentru introducerea în fabricație a acestor mașini, mai ales ținînd seama de faptul că, cercetările în acest domeniu sînt într-un stadiu avansat. Nu trebuie pierdut din vedere, din rîndul consumatorilor casnici de energie destul de importanți, atît ca număr, cît și ca putere, fierul de călcat.

În această direcție se remarcă necesitatea lărgirii producției de fiare de călcat cu termoregulator și încălzire rapidă, renunțîndu-se la sistemul clasic.

Întreprinderile furnizoare de energie electrică au posibilități multiple privind funcționarea economică a aparatelor electrocasnice. Măsura cea mai importantă, atît ca amploare, cît și ca efecte economice, este legată de instalarea unor contoare speciale, care să înregistreze separat consumul de energie electrică din orele golului de sarcină al sistemului energetic, cînd se beneficiază de tarife reduse pentru energia electrică.

În felul acesta, se creează condiții deosebit de favorabile pentru ameliorarea curbei de sarcină a sistemului energetic stimulîndu-se, totodată, utilizarea încălzitoarelor electrice cu acumulare.

O altă măsură, deosebit de importantă, constă în instalarea de contoare de energie electrică la toți abonații, renunțîndu-se la sistemul „paușal", prin care se dă posibilitatea utilizatorilor să folosească nerațional receptoarele de energie electrică.

Paralel cu aceste măsuri, este necesar să se intensifice acțiunea de verificare a instalațiilor electrice interioare ale consumatorilor casnici, a contoarelor de energie electrică, să se îmbunătățească normativele referitoare la proiectarea și executarea instalațiilor electrice.

Utilizatorii de aparate electrocasnice pot să-și aducă o contribuție importantă la acțiunea de economisire a energiei electrice, printr-o folosire rațională a acestora.

Dacă folosirea aparatelor de putere mică (frigidere, ventilatoare), influențează în mică măsură economia de energie, folosirea celor de putere mai mare (fiare de călcat, radiatoare, mașini de spălat, reșouri etc.), trebuie urmărită cu multă atenție. Nu se recomandă ca aceste aparate să fie utilizate în perioada vîrfului de sarcină din sistemul energetic.

Folosirea aparatelor prevăzute cu termoregulatoare, în locul celor fără termoregulatoare (fierul de călcat cu termoregulator, radiatorul cu ulei), este avantajoasă atît din punctul de vedere al utilizatorului, cît și al economiei de energie.

Educarea fiecărui cetățean de la cea mai fragedă vîrstă în spiritul luptei pentru economie de energie electrică va duce la înlăturarea obiceiului întîlnit de a *„uita"* în priză aparatele electrocasnice și a concepției greșite *„plătesc, deci, pot consuma"*.

Intrat în redacție la 11. II. 1974

Indicații redacționale

Mijloacele de care dispune redacția revistei fiind limitate, în scopul economisirii timpului și materialelor, autorii sînt rugați a se conforma indicațiilor următoare.

Manuscrisele vor avea o întindere maximă de 10 pagini dactilografiate la două rînduri și vor fi predate redacției în două exemplare, ambele colaționate de autor.

Fiecare lucrare va fi caracterizată de autor prin 3...6 termeni descriptori, care se vor înscrie în partea dreaptă sus, pe prima pagină a lucrării și a rezumatului de autor.

Relațiile matematice se vor scrie cît mai clar, cu tuș sau cu cerneală, dîndu-se o atenție deosebită așezării și mărimii indicilor, astfel ca aceștia să fi corect indentificați și culeși la tipografie.

Desenele și graficele vor fi executate în tuș negru, pe hîrtie de calc, se vor numerota ca în text și vor fi puse într-un plic anume. Locul figurilor se va indica în text, fără a se lăsa spațiul corespunzător. Scrisul pe figuri va fi cel standardizat.

Textul explicativ al figurilor se va scrie pe o filă separată. Tabelele se vor scrie fiecare pe file separate, indicîndu-se locul lor în text, ca și pentru figuri.

Pentru fiecare lucrare, se va da bibliografie de referință indicîndu-se în mod obligatoriu :

a) numele și inițiala de prenume ale autorului, titlul în limba originală, traducerea în limba română în paranteze și în continuare :

b) ediția, numărul volumului, locul publicării, editura, anul apariției, numărul total de pagini, pagina în care este indicată bibliografia, pentru cărți*;*

c) denumirea periodicului, numărul anului de apariție (sau volum), numărul de ordine al periodicului, luna și anul publicării, pagina inițială și finală a articolului, numărul de referințe bibliografice pentru articole.

Bibliografia se va întocmi separat în 2 exemplare în ordinea de citare în text și se va numerota curent. Referințele la bibliografie se vor face în text, prin indicarea numărului de ordine al lucrării, încadrat în paranteze drepte.

Separat de text se va preda tot în două exemplare un scurt rezumat al lucrării (rezumatul de autor) în limba română și, pe cît posibil, traducerea lui în limbile engleză, rusă, franceză și germană.

Odată cu fiecare articol se va preda redacției și o fotografie a autorului (autorilor) și o notiță cu următoarele date : numele și prenumele, data nașterii, institutul și facultatea absolvite, data absolvirii, funcția pe care o deține ; titluri științifice pe care le posedă.

Întreaga responsabilitate pentru exactitatea calculelor, datelor experimentale și afirmații lor științifice revine autorilor. Redacția își rezervă dreptul de a nu publica materiale care sînt necorespunzătoare sau nu respectă prezentele indicații.

Respectarea standardelor în vigoare, în special în ce privește simbolurile și unitățile de măsură, trebuie să constituie o preocupare continuă pentru fiecare autor.

CENTRALA INDUSTRIALĂ DE MASINI SI APARATAJE ELECTRICE - CRAIOVA

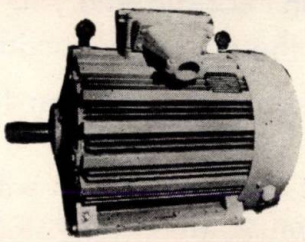
ELECTROPUTERE

1949-1974

CALEA BUCUREŞTI 244 tel. 20060

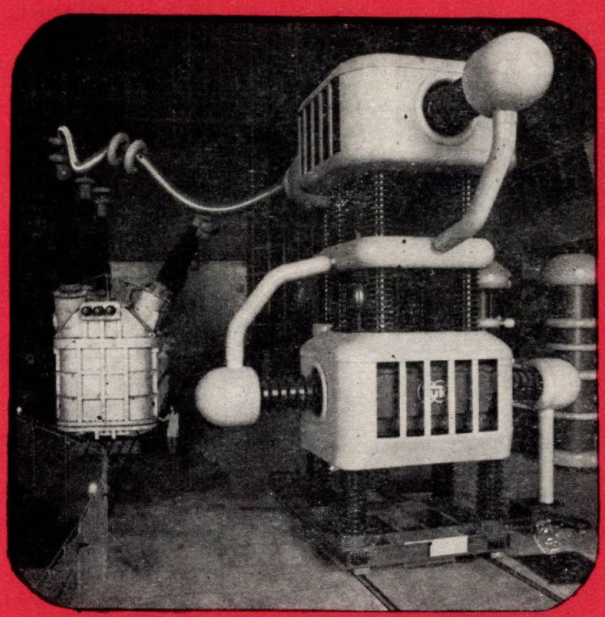
Fabrică:
Locomotive Diesel — electrice şi electrice, care pot fi văzute pe magistralele multor ţări din Europa şi Asia. Sînt destinate transportului de mărfuri şi călători pe căi ferate cu ecartament normal: pot funcţiona în dublă tracţiune.

Motoare electrice asincrone trifazate de joasă tensiune, închise, cu rotorul în scurt-circuit tip MIB — 2 — 315 executate cu consum redus de metal.



Dezvoltă puteri în gama a 45—200 kW. Se pot executa pentru:
— funcţionarea în climat tropical;
— frecvenţa de 60 Hz;
— alte tensiuni de alimentare.

Transformatoare de curent CESI-66, 110 kV, în concepţie proprie, destinate alimentării aparatelor de măsură şi dispozitivelor de protecţie în instalaţiile electrice exterioare cu tensiunea nominală de 66 kV, respectiv 110 kV şi frecvenţa de 50 Hz.



Transformatoare de mare putere şi înaltă tensiune pînă la 400 MVA 400 kV, ale căror performanţe sînt verificate prin încercările executate în laboratorul de înaltă tensiune.

In the Romanian Market there is a powerful competition between foreign firms wishing to sell their goods.

DO YOU WISH TO SELL IN ROMANIA ?

Then in the first place, INFORM the people that make the very proposals for the import plans
— THE END—USERS—of the import products!

HOW? WHEN? BY WHICH MEANS? IN WHICH FORMS ?

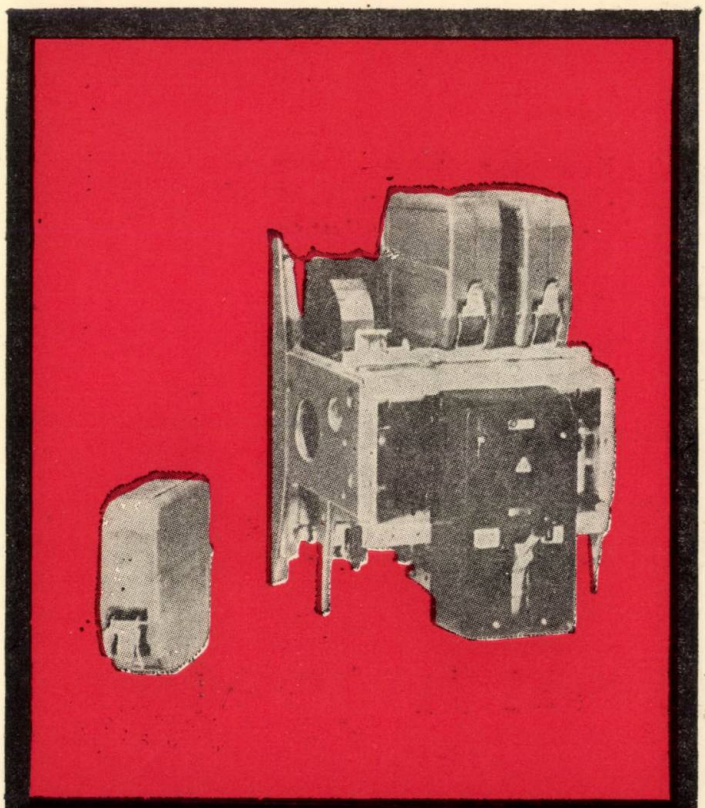
PUBLICOM

Romanian International Advertising Agency • Bucharest • 22, N. Bălcescu Blvd. • Cables: PUBLICOM, Telex 374, Telephon: 139883

is an agency specialized in the problems of the Romanian market, which by examining your offer can recommend you and execute for you the most efficient advertising under the specific conditions in the Romanian market.

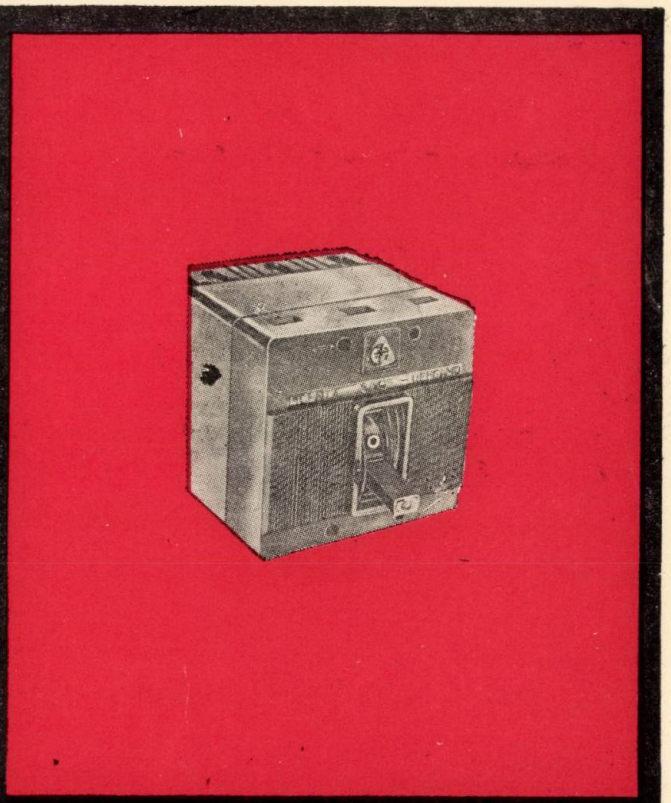
- staging of specialized and branch exhibition followed or not by technical demonstration.
- organization of technical lectures with or without display of samples, film shows and projection of slides, studies of offers and selection of end-users, invitation to conference and lectures.
- interpreters and demonstrations.
- printing of catalogues, prospectuses, folders, leaflets posters, offers and invitations etc.
- translation and duplication of texts
- publicity in Romanian dailies and periodicals the specialized press included.
- publicity over the radio and television services and through the cinema.
- business cocktail parties
- photo publicity services
- billposting and boardposting in the streets, stadiums, sports halls, airports and public vehicles, in health and holiday resorts.
- illuminated signs

PUBLICOM — your publicity counsellor in the Romanian market.



ÎNTRERUPTOARE AUTOMATE SELECTIVE TIP OTOMAX 1 000, 1 600, 2 000, 2 500 A PENTRU PROTECȚIA GENERATOARELOR, MOTOARELOR MARI, TRANSFORMATOARELOR ȘI LINIILOR

- performanțe electrice și mecanice ridicate
- capacitate de rupere de 50...55 kA la 500 V
- execuții variate : fixe sau debroșabile, cu comandă locală sau de la distanță
- numeroase posibilități de semnalizare și blocare



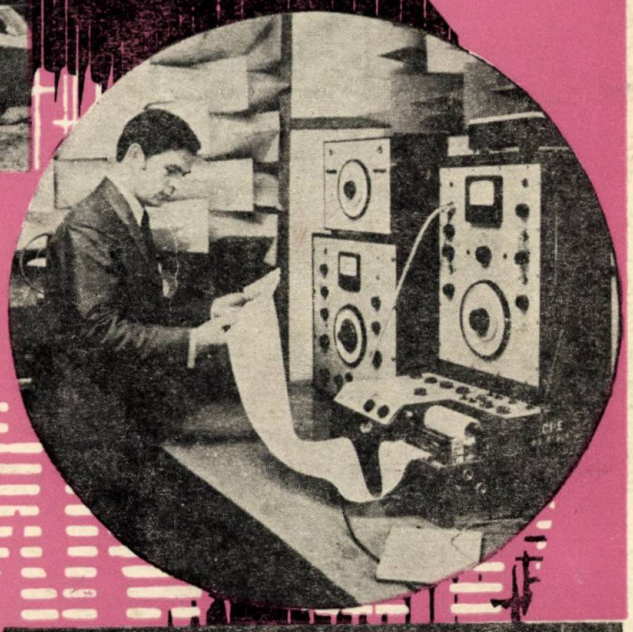
ÎNTRERUPTOARE AUTOMATE ÎN CARCASĂ IZOLANTĂ TIP ISOL 100, 250, 500 ȘI 800 A

- performanțe ridicate în gabarit redus
- capacități de rupere 8 . . . 25 kA la 500 V
- execuții variate : fixe sau debroșabile, cu comandă locală sau de la distanță, cu borne pentru legături față sau spate, cu declanșatoare de tensiune nulă sau de deschidere
- numeroase posibilități de semnalizare și blocare

ELECTROAPARATAJ

București ● B-dul Marelui Stadion nr. 3 telefon 35 04 00 ● telex 11692 ELAPAR

Institut decorat cu ordinul muncii clasa I



Intenționați desigur să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive!

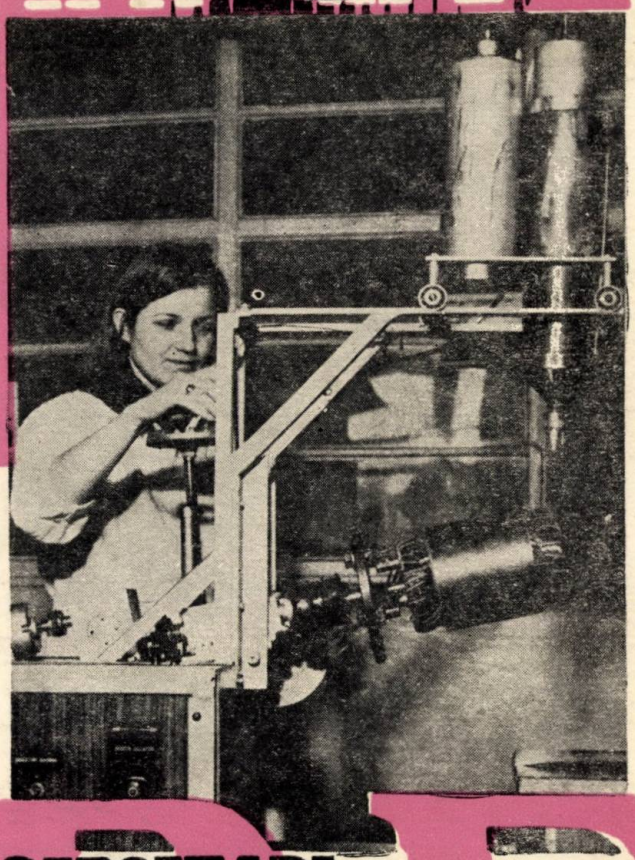
Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine!

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dv. doriți standuri de încercări și metode care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele!

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite?

La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare și Proiectare pentru Industria Electrotehnică (ICPE) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.



INSTITUTUL DE CERCETARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

ICPE

BUCUREȘTI, — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00

E 2040

REFERATIVA

Electrotehnica Electronica Automatica

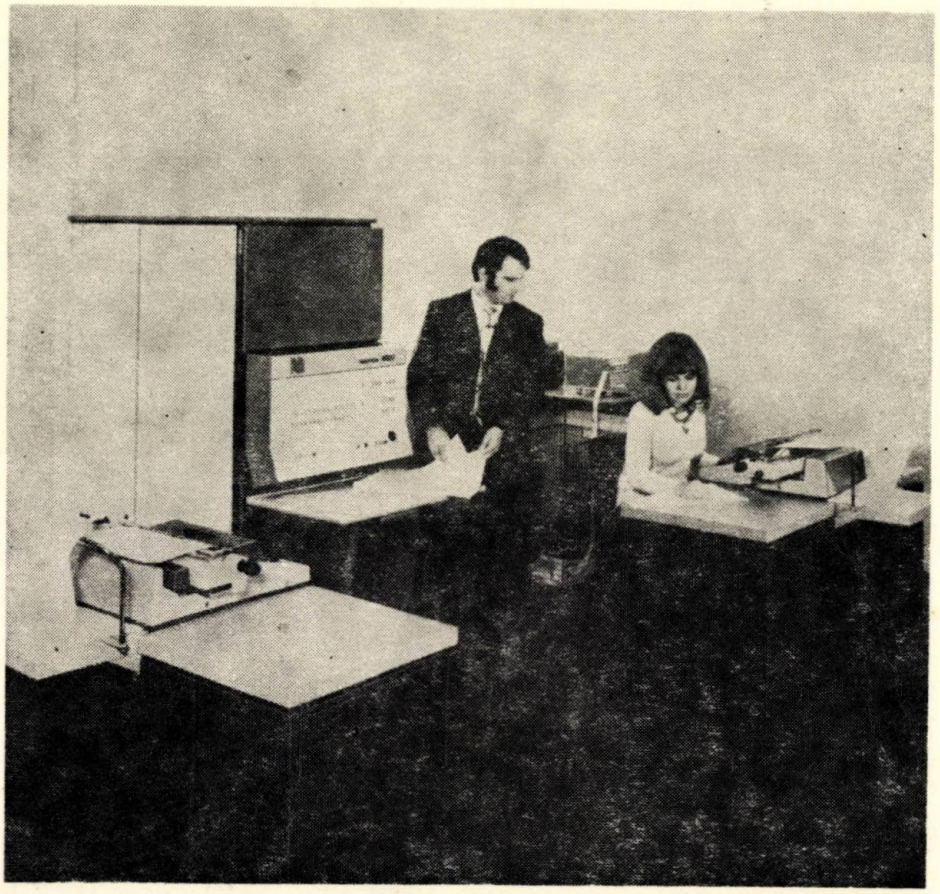
ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 23 • Nr. 4 • MAI 1975

robotron

Stăpînim procese complicate cu ROBOTRON 4000

Familia de calculatoare ROBOTRON 4 000 cuplate cu grupa de aparate universal utilizabile

Prin alegere și dispunere flexibilă obțineți două sisteme de calcul:
— sistemul de calcul PRS 4 000 și
— sistemul de calcul mic KRS 4 200



b|m|e

Scopul nostru este de a conduce efectiv metode și procese tehnolcgice complicate

Sarcina noastră este să introducem grupul de aparate ale familiei de calculatoare ROBOTRON 4 000, cuplate cu instalația ESER

Programele de utilizare și proiectele noastre vă asigură o înaltă eficiență la conducerea proceselor continue și discontinue

Aceasta este oferta noastră. Vă rugăm să vă informați Documentațiile noastre vă stau la dispoziție!

Exportator:
Büromaschinen- Export GmbH Berlin
DDR — 108 Berlin
Friedrichstrasse 61
Deutsche Demokratische Republik

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 23 Electrotehnica nr. 4 mai 1975

C U P R I N S

CIRCUIT ELECTRIC
CIRCUIT ELECTRONIC
ELEMENT DIPOLAR
SCHEMA ECHIVALENTĂ

CZ 538.551.23 : 621.3, 012.8 : 621.372.4

Cristea, P. : **Scheme echivalente cu elemente dipolare ale circuitelor electrice şi electronice.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 4, mai 1975, p. 145

Se analizează posibilitatea realizării unor scheme echivalente cu elemente dipolare de circuit pentru reţele electrice care conţin novatori şi nulatori.

DEGRADAREA IZOLAŢIEI
DESCĂRCĂRI PARŢIALE
IZOLAŢIE HÎRTIE-ULEI
TRANSFORMATOR DE PUTERE

CZ 621.314.2 : 621.3.048.81/.82 : 537.52

Tănăsescu, Fl., Stoica, M., Giurgiu, G. : **Degradarea izolaţiei hîrtie-ulei sub acţiunea descărcărilor parţiale la transformatoarele aflate în exploatare.**

E. E. A. – **Electrotehnica 23**, nr. 4, mai 1975, p. 156

Depistarea defectelor incipiente în izolaţia unui transformator după analiza gazelor degajate sau dizolvate în ulei constituie una din problemele de cea mai strictă actualitate. După o analiză a tehnicilor utilizate se prezintă rezultatele obţinute, gazele rezultate şi proporţiile în care acestea se regăsesc în cazul unor defecte.

DESCĂRCĂRI PARTIALE
METODE DE ÎNCERCARE
ÎNALTĂ TENSIUNE

CZ 621,314.2 : 537.52 : 621.317

Marinescu, A., Gaber, G., Georgescu, G., Popa, D.: **Probleme ale măsurării descărcărilor parţiale la transformatoarele de înaltă tensiune.**

E. E. A. – **Electrotehnica 23**, nr. 4, mai 1975, p. 161

Articolul tratează problemele specifice ale executării măsurătorii de descărcări parţiale şi indică posibilităţile de interpretare a rezultatelor experimentale, corelate cu tendinţa de introducere a unor noi metode de încercare.

METODA DE CALCUL
T. E. M. INDUSĂ
TRADUCTOR INDUCTIV
VIBRAŢII

CZ 534.321.9

Drăgan, O., Ghiţă, C., Sîrbu, A., Galan, N. : **Traductorul inductiv de vibraţii.**

E. E. A. – **Electrotehnica 23**, nr. 4, mai 1975, p. 168

Lucrarea prezintă o metodă de calcul al unui traductor inductiv de vibraţii, pornind de la determinarea t. e. m. induse în bobina traductorului.

DISPOZITIV DE ACŢIONARE
MAŞINI-UNELTE
MOTOR PAS CU PAS
POZIŢIONARE NUMERICĂ

CZ 621.9.06j.08 : 62 – 229 : 62 – 83

Kelemen, A., Crivii, M., Trifa, V., Szekely, A. : **Dispozitiv de poziţionare numerică în două coordonate a unei mese de lucru adaptabile maşinilor-unelte, acţionată cu motoare pas cu pas.**

E. E. A. – **Electrotehnica 23**, nr. 4, mai 1975, p. 173

Se prezintă motoarele pas cu pas ca dispozitive de acţionare, schemele de comandă ale acestora şi aplicarea unor asemenea scheme la o masă de poziţionare în două coordonate.

CABLU CRIOGENIC
CRIOELECTROTEHNICA ELECTRO-ENERGETICA
ELECTROMAGNET SUPRACONDUC-TOR
SUPRACONDUCTIBILITATE

CZ 621.318.3 : 621.315.23 : 537.312.62

Stănculescu, V. : **Electromagneţi supraconductori şi cabluri criogenice**

E. E. A. — **Electrotehnica 23**, nr. 4, mai 1975, p. 177

Se prezintă problemele principale ce se iau în consideraţie la realizarea cîmpurilor magnetice de mare intensitate (electromagneţi supraconductori) şi a cablurilor criogenice pentru transportul energiei cu pierderi foarte mici sau neglijabile.

CABLU DE FORŢĂ
FIABILITATE
ÎNALTĂ TENSIUNE
MEDIE TENSIUNE
REŢELE ELECTRICE

CZ 621.315.23 : 621.316.1.3/ . 7 : 311.214

Cruceru, C. : **Consideraţii cu privire la fiabilitatea reţelelor electrice în cablu de medie şi înaltă tensiune de 10 ... 110 kV.**

E. E. A. — **Electrotehnica 23**, nr. 4, mai 1975, p. 185

Se expun considerentele de bază ale fiabilităţii şi disponibilităţii cu aplicarea lor la cablurile de energie destinate reţelei electrice de 10 ... 110 kV.

FENOMEN FIZIC
GRAF DE FLUENŢĂ
MODEL
SIMILITUDINE

CZ 51 : 530.17

Mihai Iordache : **Aplicarea grafurilor de fluenţă în determinarea criteriilor de similitudine.**

E. E. A. — **Electrotehnica 23**, nr. 4, mai 1975, p. 188

Se expune o metodă de aplicare a teoriei grafurilor de fluenţă în determinarea criteriilor de similitudine, corespunzătoare fenomenelor fizice studiate pe modele.

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA"* (*E.E.A.*), organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini-Unelte şi Electrotehnicii şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, maşini-unelte şi mecanică fină, este editat de către Oficiul de informare documentară (*O.I.D.*) al *M.I.C.M.U.E.*, ajutat de Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică (*I.C.P.E.*). Articolele trimise spre publicare şi cererile de abonamente se vor primi la *O.I.D.—M.I.C.M.U.E*, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190 şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 30.15.5.17.70.00.02 — B.I. — S.M.B. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual, de 30 lei. Costul unui exemplar 5 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAŢIA"*, Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23—25, C. 158. Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1975 conform aprobării D.G.P.Tc., nr. 137/251/1975.

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 538.551.23 : 621.3.012.8 : 621.372.4

ЦЕПЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ
ЦЕПЬ ЭЛЕКТРОННАЯ
ЭЛЕМЕНТ ДВУХПОЛЮСНЫЙ
СХЕМА ЭКВИВАЛЕНТНАЯ

Кристя, П.: **Эквивалентные схемы с двухполюсными элементами электрических и электронных цепей.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 23**, nr. 4, mai, 1975, стр. 145

Анализируется возможность осуществления эквивалентных схем с двухполюсными элементами, которые содержат новаторы и нуляторы.

УДК 621.314.2 : 621.3.048.81/. 82 : 537.52

ИЗОЛЯЦИЯ БУМАГА-МАСЛО
ТРАНСФОРМАТОР МОЩНОСТИ
РАЗРУШЕНИЕ ИЗОЛЯЦИИ
РАЗРЯДЫ ЧАСТИЧНЫЕ

Тэнэсеу, Фл., Стойка, М. и *Джорджу, Г.*: **Разрешение изоляции бумага-масло под действием частичных разрядов у эксплуатируемых трансформаторов.**

Е. Е. А. – **Electrotehnica 23**, nr. 4, mai 1975, стр. 156

Обнаруживание первоначальных дефектов в изоляции трансформаторов по анализу выделенных или разведенных в масле газов является одним из современнейших вопросов. После анализа используемых приёмов, представлены достигнутые результаты в пропорции, в которых они находятся в случае дефектов.

УДК 621.314.2 : 537.52 : 621.317

МЕТОДЫ ИСПЫТАНИЯ
НАПРЯЖЕНИЕ ВЫСОКОЕ
РАЗРЯДЫ ЧАСТИЧНЫЕ

Маринеску, А., Габер, Г., Джурджеску, Г. и *Попа, Д.*: **Вопрос измерения частичных разрядов высоковольтных трансформаторов.**

Е. Е. А. – **Electrotehnica, 23**, nr. 4, mai 1975, стр. 161

В статье представлены специфические вопросы проведения измерений частичных разрядов и указываются возможности оценки экспериментальных результатов, коррелированными со стремлением внедрения нового испытательного метода.

УДК 534. – 16 : 621.316.52.001.2

ВИБРАЦИЯ
ДАТЧИК ИНДУКТИВНЫЙ
МЕТОД ВЫЧИСЛЕНИЯ
Э.Д.С. ИНДУКЦИОННАЯ

Дрэган, О., Гицэ, К., Сырбу, А. и *Галан, Н.*: **Индуктивный вибрационный датчик.**

Е. Е. А. – **Electrotehnica 23**, nr. 4, mai 1975, стр. 168

Работа представляет вычислительный метод индуктивного вибрационного датчика, исходя от индукционной э.д.с. в намотки датчика.

УДК 621.9.06./.08: 62 – 229: 62 – 83

ДВИГАТЕЛЬ ШАГ ЗА ШАГОМ
ПОЗИЦИОНИРОВАНИЕ ЧИСЛОВОЕ
РАБОЧИЙ СТОЛ
СТАНОК
УСТРОЙСТВО ПРИВОДА

Келемен, А., Кривий, М., Трифа, В. и *Секели, А.*: **Устройство числового позиционирования в двух координатах рабочего стола приспособляемого к станкам, приводимое устройством шаг за шагом.**

Е. Е. А. – **Electrotehnica 23**, nr. 4, mai 1975, стр. 173

Представлены двигатели шаг за шагом как приводные устройства, их схемы управления и применение некоторых схем к рабочему столу позиционирования в двух координатах.

УДК 621.318.3 : 621.315.23 : 537.312.62

КАБЕЛЬ КРИОГЕННЫЙ
КРИОЭЛЕКТРОТЕХНИКА
СВЕРХПРОВОДИМОСТЬ
ЭЛЕКТРОМАГНИТ СВЕРХПРОВОДИМЫЙ

Стэнкулеску, В.: **Сверхпроводниковые магниты и криогенные кабели.**

Е. Е. А. – **Electrotehnica 23**, nr. 4, mai 1975, стр. 177

Представлены главные вопросы, которые берутся в соображение при осуществлении магнитных полей большой интенсивности (полупроводниковые магниты) криогенных кабелей для транспорта энергии с очень малыми или пренебрегаемыми потерями.

УДК 621.315.23 : 621.316.1.3 /. 7 : 311.214

КАБЕЛЬ СИЛОВОЙ
НАДЕЖНОСТЬ
НАПРЯЖЕНИЕ ВЫСОКОЕ
НАПРЯЖЕНИЕ СРЕДНЕЕ
ЦЕПИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ

Кручеру, К.: **Соображения относительно надежности электрических цепей в кабеле среднего и высокого напряжения 10 ... 110 кВ.**

Е. Е. А. – **Electrotehnica 23**, nr. 4, mai 1975, стр. 185

Излагаются основные соображения касающиеся соображения надежности и запаса с их применением к электрическим кабелям предназначенных электрическим цепям 10 · · · 110 кВ.

УДК 51 : 530.17

ОБРАЗЕЦ
ПОДОБИЕ
СТЕПЕНЬ ТЕКУЧЕСТИ
ЯВЛЕНИЯ ФИЗИЧЕСКИЕ

Иордаке Михай: **Применение графов текучести в определении критериев подобия.**

Е. Е. А. – **Electrotehnica 23**, nr. 4, mai 1975, стр. 188

Излагается метод применения теории графов текучести в определении критериев подобия, соответствующих физическим явлениям, исследованных на образцах.

INHALT

DK 538.551.23 : 621.3.012.8 : 621.372.4

ELEKTRISCHER STROMKREIS
ELEKTRONISCHER STROMKREIS
DIPOL — ELEMENT
ERSATZSCHALTUNG

Cristea, P.: **Ersatzschaltungen mit Dipol-Elementen elektrischer und elektronischer Stromkreise.**

E. E. A. – **Electrotehnica 23**, Nr. 4, Mai 1975, S. 145

Es wird die Möglichkeit der Verwirklichung von Ersatzschaltungen mit Dipol-Elementen für Stromnetze, die Norators und Nulators enthalten, analysiert.

DK 621.314.2 : 621.3.048.81/82 : 537.52

ISOLATIONSZERSTÖRUNG
TEILENTLADUNGEN
PAPIER — ÖL — ISOLATION
LEISTUNGSTRANSFORMATOR

Tănăsescu, Fl., Stoica, M., Giurgiu, G.: **Die Zerstörung der Papier — Öl — Isolation unter der Einwirkung der Teilentladungen bei in Betrieb befindlichen Transformatoren.**

E. E. A. – **Electrotehnica 23**, Nr. 4, Mai 1975, S. 156

Die Entdeckung der anfänglichen Defekte in der Isolation eines Transformators durch die Analyse der entweichenden oder in Öl gelösten Gase ist eines der wichtigsten Probleme der Gegenwart. Nach einer Analyse der angewandten Technologien werden die erhaltenen Ergebnise, die gebildeten Gase und das Verhältnis in dem sie im Falle von Defekten auftreten, dargestellt.

DK 621.314.2 : 537.52 : 621.317

TEILENTLADUNGEN
PRÜFMETHODEN
HOCHSPANNUNG

Marinescu, A., Gaber, G., Georgescu, G., Popa, D: **Probleme der Teilentladungsmessungen bei Hochspannungstransformatoren.**

E. E. A. – **Electrotehnica 23**, Nr. 4, Mai 1975, S. 161

Die Arbeit behandelt spezifische Probleme der Durchführung von Teilentladungsmessungen und beschreibt die Möglichkeiten der Auslegung der experimentellen Ergebnisse korreliert mit der Tendens der Einführung neuer Prüfmethoden.

DK 534.321.9

RECHENMETHODE
INDUZIERTE ELEKTROMOTORISCHE KRAFT
INDUKTIVER GEBER
VIBRATIONEN

Drăgan, O., Ghiță, C., Sîrbu, A., Galan, N.: **Der induktive Vibrationsgeber.**

E. E. A. – **Electrotehnica 23**, Nr. 4, Mai 1975, S. 168

Die Arbeit beschreibt eine Rechenmethode eines induktiven Vibrationsgebers, ausgehend von der Bestimmung der in die Geberspule induzierten elektromotorischen Kraft,

---

DK 621.9.06/08 : 62 – 229 : 62 – 83

ANTRIEBSVORRICHTUNG
WERKZEUGMASCHINE
SCHRITTMOTOR
POSITIONSZAHL

Kelemen A., Crivii, M., Trifa, V., Szekely, A.: **Eine Vorrichtung zur Bestimmung der Positionszahl mit zwei Koordinaten, für eine Werkbank, die für Werkzeugmaschinen anpassbar ist, und die mit Schrittmotoren betrieben wird.**

E. E. C. – **Electrotehnica 23**, Nr. 4, Mai, 1975, S. 173

Es werden die Schrittmotoren als Antriebsvorrichtungen dargestellt, ihre Steuerschaltungen sowie die Anwendung dieser Schaltungen für eine Positionswerkbank mit zwei Koordinaten beschrieben.

DK 621.318.3 : 621.315.23 : 537.312.62

KRYO — KABEL
SUPRALEITENDE ELEKTROMAGNETE SUPRALEITFAHIGKEIT
KRYO-ELEKTROTECHNIK
ELEKTRO-ENERGETIC

Stănculescu, V.: **Supraleitende Elektromagnete und Kryo-Kabel.**

E. E. A. – **Electrotehnica 23**, Nr. 4, Mai, 1975, S. 177

Es werden die Hauptprobleme dargestellt, die bei der Herstellung von hohen magnetischen Feldstärken (supraleitende Elektromagnete) und von Kryo-Kabel für den Energietransport mit sehr kleinen oder vernachlässigbaren Verlusten in Betracht gezogen werden.

DK 621.315.23:621.316.1./3.7:311.214

KRAFTKABEL
MITTELSPANNUNG
ZUVERLASSIGKEIT
ELEKTRISCHE NETZWERKE
HOCHSPANNUNG

Cruceru, C.: **Betrachtungen über die Zuverlässigkeit von elektrischen Netzwerken mit Mittel — und Hochspannung, von 10 ... 10 kV.**

E. E. A. – **Electrotehnica 23**, Nr. 4, Mai, 1975, S. 185

Es werden die Grundbetrachtungen der Zuverlässigkeit und die Möglichkeiten der Anwendung für die Engergiekabeln bei elektrischen Netzwerken von 10 ... 110 KV dargestellt.

DK 51 : 530.17

PHYSIKALISCHER VORGANG
FLUSSGRAPHEN
MODELL
AHNLICHKEIT

Mihai Iordache: **Die Anwendung von Flussgraphen zur Bestimmung der Ähnlichkeitskriterien.**

E. E. A. – **Electrotehnica 23**, Nr. 4, Mai, 1975, S. 188

Es wird eine Anwendungsmethode der Flussgraphen--Theorie für die Bestimmung der Ähnlichkeitskriterien dargestellt, welche den physikalischen Vorgängen, die auf Modellen studiert wurden, entsprechen.

CONTENTS

DC 538.551.23 : 621.3.012.8 : 621.372.4

ELECTRIC CIRCUIT
ELECTRONIC CIRCUIT
DIPOLARE ELEMENT
EQUIVALENT SCHEME

Cristea, P.: **Equivalent Schemes with Dipole Elements for Electric and Electronic Circuits.**

E. E. A. **Electrotehnica 23**, no. 4, May 1975, p. 145

We analize the possibility of manufacturing equivalent schemes with dipole elements for circuits in the electrical network including.

DC 621.314.2 : 621.3.048.81/82 : 537.52

INSULATION DAMAGE
PARTIAL DISCHARGE
PAPER-OIL INSULATION
POWER TRANSFORMER

Tănăsescu, Fl., Stoica, M., Giurgiu, G.: **Paper-Oil Insulation Damage under the Influence of Partial Discharges in Service Transformers.**

E. E. A. – **Electrotehnica 23**, no. 4, May 1975, p. 156

One of the problems of utmost importance now is the detection of early insulation damage in a transformer after an analysis of the gas emission or of the gas dissolution in oil. The analysis of the techniques which were used is followed by a presentation of the results, the gas quantity and their detection in case of a brakdown.

DC 621.314.2 : 537.52 : 721.317

PARTIAL DISCHARGES
TEST METHODS
HIGH VOLTAGE

Marinescu, A., Gaber, G., Georgescu, G., Popa, D.: **Measurement in High Voltage Transformers.**

E. E. A. – **Electrotehnica 23**, no. 4, May 1975, p. 161

The paper deals with problems specific of partial discharge measurement and points out the possibilities of interpreting the experimental results along with the tendency of introducing new test methods.

DC 534-16 : 621.316.52.001.2

COMPUTATIONAL METHOD
INDUCED ELECTROMOTIVE VOLTAGE
INDUCTIVE TRANSDUCER
VIBRATIONS

Drăgan, O., Ghiță, C., Sîrbu, A., Galan, N.: **Onductive Vibration Transducer.**

E. E. A. – **Electrotehnica 23**, no. 4, May 1975, p. 168

The paper deals with a computational methods for an inductive vibration transducer starting with the determination of the electromotive voltage induced in the transducer coil.

DC 621.9.06/08 : 62 – 229 : 62 – 83

DRIVING DEVICE
MACHINE-TOOLS
STEP-BY-STEP MOTOR
NUMERICAL POSITIONING

Klemen, A., Crivii, M., Trifa, V., Szekely, A.: **Two Coordinates Numerical Positioning of a Working Table which cab be Adapted to the Machine-tools, Driven by Means of some Step-by-Step Motors.**

E. E. A. – **Electrotehnica 23**, no. 4, May 1975, p. 173

The step-by-step motors as driving devices are presented, as well as their control diagrams and the application of such diagrams to a two coordinates positioning table.

DC 621.318.3 : 621.315.23 : 537.312.62

CRYOGENIC CABLE
CRYOELECTROTECHNICS
SUPERCONDUCTING ELECTROMAGNET
SUPERCONDUCTIVITY

Stănculescu, V.: **Supercondueting Electromagnets and Cryogenic Cables.**

E. E. A. – **Electrotehnica 23**, no. 4, May 1975, p. 177

There are presented the main problems considered when forming the high magnetic fields (superconducting magnets) and the cryogenic cables used for the power transmission with very small or negligible losses.

DC 621.315.23 : 621.316.1.3/.7 : 311.214

POWER CABLE
RELIABILITY
HIGH VOLTAGE
MEAN VOLTAGE
ELECTRIC NETWORKS

Cruceru, C. : **On the Reliability of the Mean and High Voltage Network Cables, of 10 ...110 kV.**

E. E. A. – **Electrotehnica 23**, no. 4, May 1975, p. 185

The basic principles of the reliability and availability are presented, together with their application to the power cables provided for the 10 ... 110 kV electric networks.

DC 51 : 530.17

PHYSICAL PHENOMENON
FLOW GRAPH
MODEL
SIMILITUDE

Mihai Iordache : **The Flow Graphs Application when Establishing the Similitude Criteria**

E. E. A. – **Electrotehnica 23**, no. 4, May 1975, p. 188

The author presents an application method of the flow graphs theory when establishing the similitude criteria corresponding to the physical phenomena studied by means of some models.

SOMMAIRE

CD 538.551.23 : 621.3.012.8 :372.4

CIRCUIT ELECTRIQUE
CIRCUIT ELECTRONIQUE
ELEMENT DIPOLAIRE
SCHEMA EQUIVALENT

Cristea, P. : **Schémas équivalents aux éléments dipolaires des circuits électriques et électroniques.**

E. E. A. – **Electrotehnica 23**, nr. 4, mai 1975, p. 145

On analyse la possibilité de réaliser des schémas équivalents aux élements dipolaires de circuit pour les réseaux électriques contenant des norateurs et des nulateurs.

CD 621.314.2 : 621.3.048.81/.82 : 537.52

DEGRADATION DE L'ISOLATION
DECHARGES PARTIELLES
ISOLATION PAPIER-HUILE
TRANSFORMATEUR DE PUISSANCE

Tănăsescu, Fl., Stoica, M., Giurgiu, G. : **La dégradation de l'isolation papier-huile sous l'action des décharges partielles des transformateurs qui sont en exploitation.**

E. E. A. – **Electrotehnica 23**, nr. 4, mai 1975, p. 156

La decouverte des défauts incipients dans l'isolation d'un transformateur après l'analyse des gaz dégagés ou dissous en huille constituent l'un des problèmes de la plus stricte actualité. Après une analyse des techniques utilisées, on présente les résultats obtenus, les gaz résultés et les proportions dans lesquelles on les retrouve le cas de certaines défections.

CD 621.314 : 2 : 537.52 : 612.317

DECHARGES PARTIELLES
METHODES D'ESSAI
HAUTE TENSION

Marinescu, A., Gaber, G., Georgescu, G., Popa, D. : **Problémes du mesurage des décharges partielles chez les transformateurs de haute puissance.**

E. E. A. – **Electrotehnica 23**, nr. 4, mai 1975, p. 161

L'article traite les problèmes spéciques de l'exécution du mesurage des décharges partielles et indique les possibilité d'interpretation des résultats expérimentaux, en correlation avec la tendance d'introduire de nouvelles méthodes d'essai.

CD 534 – 16 : 316.52.001.2

MÉTHODES DE CALCUL
TENSION ÉLECTROMOTRICE
INDUITE
TRADUCTEUR INDUCTIF
VIBRATIONS

Drăgan, O., Ghiță, C., Sîrbu, A. Galan, N. : : **Le traducteur inductif de vibrations.**

E. E. A. – **Electrotehnica 23**, nr. 4, mai 1975, p. 168

L'ouvrage présente une méthode de calcul pour un traducteur inductif de vibrations, commençant par déterminer la tension électromotrice induite dans la bobine du traducteur.

CD 621.9.06/.08 : 62 – 229 : 62 – 83

DISPOSITIF D'ACTIONNEMENT
MACHINE-OUTIL
MOTEUR PAS À PAS
POSITIONNEMENT NUMERIQUE

Kelemen, A., Crivu, M., Trifa, V., Szekely, A. : **Dispositif de positionnement numérique dans deux coordonnées, d'une table de travail, adaptables aux machines-outils, actionnée à l'aide de moteur pas à pas.**

E. E. A. – **Electrotehnica 23**, nr. 4, mai 1975, p. 173

On présente les moteurs pas à pas en tant que dispositifs d'actionnement, leurs schémas de commande ainsi que l'application de pareils schémas à une table de positionnement dans deux coordonnées.

CD 621.318.3 : 621.315.23 : 537.312.62

CÂBLE CRYOGÉNIQUE
CRYOELECTROTECHNIQUE
ÉLECTRO-AIMANT SUPRACONDUCTEUR

Stănculescu, V. : **Electro-aimants supraconducteurs et câbles cryogéniques.**

E. E. A. – **Electrotehnica 23**, nr. 4, mai 1975, p. 177

On présente les principaux problèmes dont on tient compte dans la réalisation des champs magnétiques de grande intensité (électroaimants surconducteurs) et des câbles cryogéniques pour le transport de l'énergie à pertes faibles ou négligeables.

CD 621.315.23 : 621.316.3/.7 : 311.214

CÂBLE DE FORCE
FIABILITÉ
HAUTE TENSION
MOYENNE TENSION
RÉSEAUX ÉLECTRIQUES

Cruceru, C. : **Considérations concernant la fiabilité des reéseaux électriques dans un cable de moyenne et haute tension, de 10 ... 110 KV.**

E. E. A. – **Electrotehnica 23**, nr. 4, mai 1975, p. 185

On expose les considérations de base de la fiabilité et de la disponibilité ainsi que leur application aux câbles d'énergie destinés aux réseaux électriques de 10 ... 110 kV.

CD 51 : 530.17 CD 51 : 530.17

GRAPHE DE FLUENCE
PHÉNOMÈNE PHYSIQUE
MODÈLE
SIMILITUDE

Mihail Iordache : **Application des graphes de fluence dans la détermination des critères des similitude.**

E. E. A. – **Electrotehnica 23**, nr. 4, mai 1975, p. 188

On expose une méthode d'application de la théorie des graphes de fluence dans la détermination des critères de similitude, correspondants aux phénomènes physiques étudiés sur modèles.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; dr. ing. ȘT. GROSU ; prof. dr. doc. ing. G. HORPOTAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing.V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ ; ing. M. SÎRBU ; ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: Greta Andrei
Tehnoredactor: Cornelia Cristescu

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI-UNELTE ŞI ELECTROTEHNICII ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA. ÎNDRUMAREA ŞTIINŢIFICĂ: INSTITUTUL CENTRAL DE CERCETĂRI PENTRU ELECTRONICĂ, ELECTROTEHNICĂ, AUTOMATICĂ, MAŞINI-UNELTE ŞI MECANICĂ FINĂ.
EDITOR: OFICIUL DE INFORMARE DOCUMENTARĂ AL M.I.C.M.U.E. ŞI INSTITUTUL DE CERCETĂRI PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ (ICPE)

Anul 23 ELECTROTEHNICA nr. 4 Bucureşti, mai 1975

CZ 538.551.23:621.3.012.8:621.312.4

CIRCUIT ELECTRIC
CIRCUIT ELECTRONIC
ELEMENT BIPOLAR
SCHEMA ECHIVALENTĂ

Scheme echivalente cu elemente dipolare ale circuitelor electrice şi electronice

PAUL CRISTEA* — BUCUREŞTI

1. Introducere

Circuitele electrice tradiţionale sînt realizate prin interconectarea unor elemente dipolare, laturile circuitului, într-o structură ce reprezintă reţeaua electrică. Circuitele electrice şi electronice nu sînt alcătuite, însă, numai din astfel de dipoli, dar şi dintr-o serie de elemente multipolare (dispozitive electronice de circuit, circuite integrate etc.), care joacă, de obicei, rolul esenţial în realizarea funcţiilor pentru care a fost construit circuitul. Aceasta a determinat dezvoltarea a două direcţii de abordare a rezolvării reţelelor electrice. Una bazată pe extinderea metodelor de calcul al circuitelor cu elemente dipolare la circuitele multipolare [1, 2, 3, 10] şi alta bazată pe realizarea unor scheme echivalente cu elemente dipolare pentru elementele multipolare ale circuitelor electrice. Această din urmă cale de abordare permite aplicarea uşoară a metodelor sistematice de rezolvare a circuitelor electrice şi prezintă avantajul aplicării metodelor topologice de rezolvare [5 — 8]. În lucrare sînt analizate modalităţile de construire a schemelor echivalente cu elemente dipolare şi sînt prezentate formele specifice pe care le au metodele cunoscute de rezolvare a circuitelor electrice (metoda curenţilor buclelor, metoda tensiunilor secţiunilor etc.) pentru cazul circuitelor cu elemente dipolare speciale.

* Dr. ing. *Paul Cristea* este conferenţiar la Institutul politehnic Bucureşti.

2. Scheme echivalente cu elemente dipolare ale multiporţilor

Circuitele electrice conţinînd dispozitive de circuit multipolare (tranzistoare, circuite integrate etc.), nu pot fi echivalate cu circuite conţinînd numai elementele dipolare obişnuite (impedor, sursă ideală de tensiune şi sursă ideală de curent), fiind necesară introducerea a două elemente dipolare speciale, nulatorul şi noratorul (anexa 1). Cu aceste cinci elemente dipolare idealizate se pot construi scheme echivalente pentru orice multiport (şi, implicit, pentru orice multipol). Acestea se pot realiza prin echivalarea independentă, cu o structură de circuit adecvată, a fiecărui termen din matricea multiportului respectiv. De regulă, echivalarea unei imitanţe de transfer se face cu un singur impedor, căruia i se asociază nulatori şi noratori, astfel încît curentul care îl parcurge să fie preluat de la una din intrările între care este definită imitanţa de transfer respectivă, iar tensiunea la borne, de la cealaltă intrare. Echivalarea unui factor de transfer adimensional necesită, de obicei, utilizarea a două impedoare ce se conectează la cele două intrări în schema echivalentă pentru curenţi (sau tensiuni) şi între ele în schema echivalentă pentru tensiuni (sau curenţi).

În cazul cînd multiportul este descris prin ecuaţiile în impedanţe :

$$\mathbf{U} = \mathbf{Z}\,\mathbf{I}\,, \qquad (1)$$

unde : **U** și **I** sînt matricele coloană ale tensiunilor la borne și, respectiv, ale curenților porților, trebuie sintetizate impedanțele de transfer Z_{jk}, elementele matricei **Z**. În figura 1 a

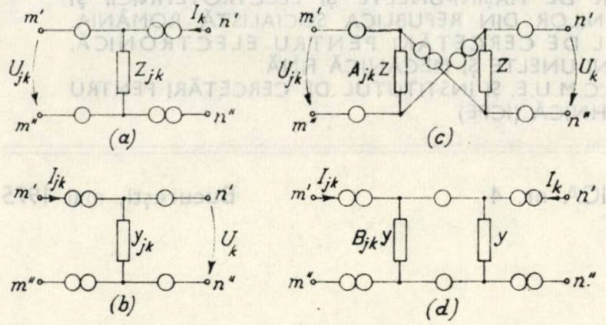


Fig. 1. Structura diport elementară corespunzătoare ecuației (2).

este reprezentată structura diport elementară care realizează ecuația :

$$U_{jk} = U_j \Big|_{\substack{I_i = 0 \\ i \neq k}} = Z_{jk} I_k. \tag{2}$$

Circuitul multiport se realizează prin înserierea, în tensiuni, a intrărilor $m'm''$ ale diporților elementari ce realizează transferul spre o aceeași poartă (j), astfel încît :

$$U_j = \sum_{k=1}^{n} U_{jk}, \tag{3}$$

și înserierea, în curenți, a intrărilor $n'n''$ ale diporților elementari ce realizează transferul dinspre aceeași poartă (k).

În figura 2 a este reprezentată, pentru exemplificare, schema echivalentă cu elemente dipolare a unui diport descris de ecuațiile în impedanțe :

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}. \tag{4}$$

În figurile 2 b și 2 c sînt reprezentate schemele echivalente pentru curenți și, respectiv, pentru tensiuni.

Analog, în cazul în care multiportul este descris de ecuațiile în admitanțe ;

$$\mathbf{I} = \mathbf{Y}\,\mathbf{U}, \tag{5}$$

trebuie sintetizate admitanțele de transfer Y_{jk}, elementele matricei **Y**. În figura 1 b este prezentată structura diport elementară care realizează ecuația :

$$I_{jk} = I_j \Big|_{\substack{E_i = 0 \\ i \neq k}} = Y_{jk}\, U_k. \tag{6}$$

Circuitul multiport rezultă, prin punerea în paralel în curenți, a intrărilor $m'm''$ ale diporților elementari ce realizează transferul spre o aceeași poartă (j), astfel încît rezultă :

$$I_j = \sum_{k=1}^{n} I_{jk}, \tag{7}$$

și prin punerea în paralel, în tensiuni, a intrărilor $n'\,n''$ ale diporților elementari ce realizează transferul dinspre aceeași poartă (k).

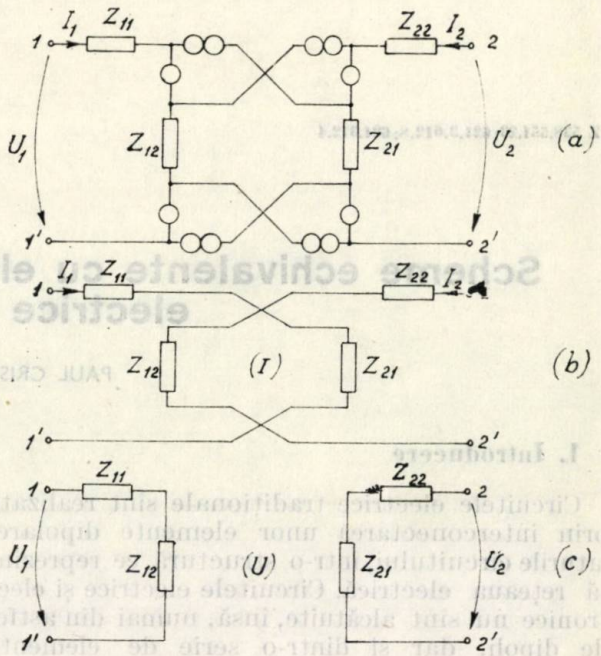


Fig. 2. Schema echivalentă cu elemente dipolare a unui diport descris de ecuațiile în impedanțe (4) :
a — schema generală ; *b* — schema pentru curenți ; *c* — schema pentru tensiuni.

În figura 3 a este reprezentată schema echivalentă cu elemente dipolare a unui diport descris de ecuațiile în admitanțe :

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix}, \tag{8}$$

iar în figurile 3 b și 3 c sînt prezentate schemele echivalente pentru curenți și pentru tensiuni.

Pentru cazul în care multiportul are ecuația caracteristică în parametri hibrizi :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ I_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{Z} \\ \mathbf{Y} & \mathbf{B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_b \\ I_a \end{bmatrix}, \tag{9}$$

care corespunde împărțirii intrării multiportului în două seturi (a) și (b), trebuie sintetizate matricele de imitanță **Z** și **Y** matricele de factori de transfer **A** și **B**. Matricele de imitanțe se realizează după cum s-a indicat anterior.

În figura 1 c este reprezentat diportul elementar ce realizează ecuația :

$$U_{jk} = U_j \Big|_{\substack{I_i=0;\ i\in(a)\\ U_h=0;\ h\in(b);\ h\neq k}} = A_{jk}\, U_k, \qquad (10)$$

iar în figura 1 d este reprezentat diportul elementar ce realizează ecuația

$$I_{jk} = I_j \Big|_{\substack{I_i=0;\ i\in(a);\ i\neq k\\ U_h=0;\ h\in(b)}} = B_{jk}\, I_k. \qquad (11)$$

Circuitul multiport se realizează prin conectarea în serie, în tensiuni, a intrărilor $m'm''$ ale diporților ce sintetizează Z_{jh} și A_{jk} spre o aceeași poartă $j \in (a)$ pentru toți $h \in (a)$ și

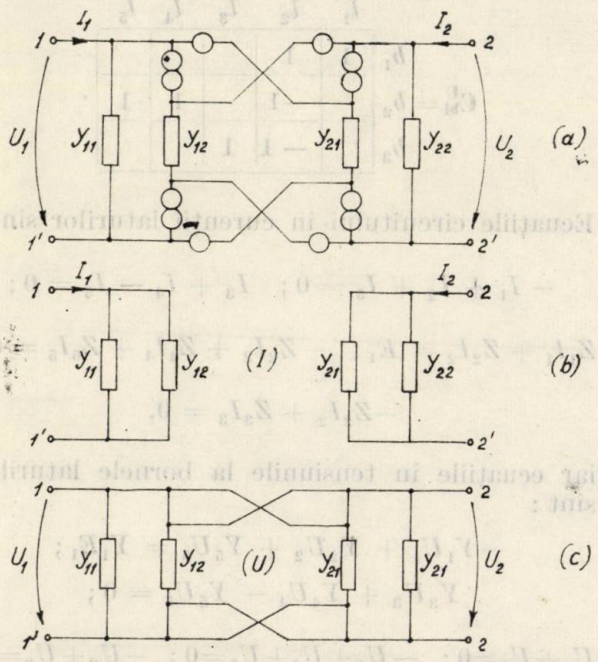


Fig. 3. Schema echivalentă cu elemente dipolare a unui diport descris de ecuațiile în admitanțe (8) :
a — schema generală ; *b* — schema pentru curenți ; *c* — schema pentru tensiuni.

$k \in (b)$, conectarea în derivație, în curenți, a intrărilor $m'm''$ ale diporților ce sintetizează Y_{jh} și B_{jk} spre o aceeași poartă $j \in (b)$ pentru toți $h \in (b)$ și $k \in (a)$, conectarea în serie, în curenți, a intrărilor $n'n''$ ale diporților ce sintetizează Z_{jh} și B_{gh} dinspre aceeași poartă $h \in (a)$, pentru toți $j \in (a)$; $g \in (b)$ și, în sfîrșit, conectarea în derivație, în tensiuni, a intrărilor $n'n''$ ale diporților elementari ce sintetizează Y_{jh} și A_{gh} dinspre aceeași poartă $h \in (b)$, pentru toți $j \in (b)$ și $g \in (a)$.

În figura 4 a este reprezentată, pentru exemplificare, schema echivalentă cu elemente dipolare a unui diport descris de ecuațiile în parametrii hibrizi :

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix}, \qquad (12)$$

iar în figurile 4b și 4c schemele echivalente ale acestuia în curenți și în tensiuni.

În anexa 3 sînt prezentate schemele echivalente cu elemente dipolare ale principalilor diporți ireductibili cu dipoli obișnuiți (sursele

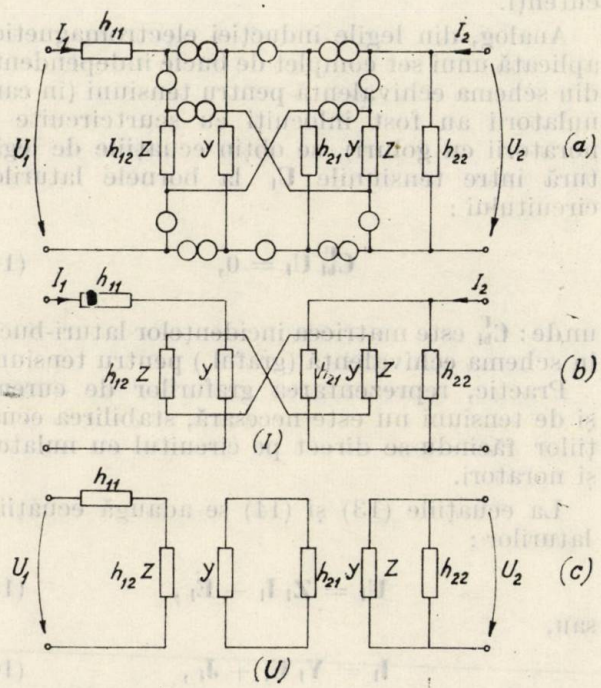


Fig. 4. Schema echivalentă cu elemente dipolare a unui diport descris de ecuațiile în parametrii hibrizi (12) :
a — schema generală ; *b* — schema pentru curenți ; *c* — schema pentru tensiuni.

ideale comandate, convertoarele de imitanță, giratorul și transformatorul ideal), iar în anexa 4 sînt reprezentate schemele echivalente cu elemente dipolare ale unor dispozitive electronice de circuit. În aceste scheme, numărul de nulatori și de noratori este același, condiție necesară pentru ca circuitul să fie determinat.

Numărul nulatorilor și noratorilor din schemele echivalente cu elemente dipolare ale diporților din figurile 2, 3 și 4 se reduce la jumătate, în cazul cînd circuitele sînt tripoli, iar bornele *1'* și *2'* coincid.

3. Metode de rezolvare a circuitelor cu elemente dipolare speciale

Ecuațiile în curenții și tensiunile la bornele laturilor. Aplicînd legea conservării sarcinii electrice pentru un set complet de suprafețe de secțiuni închise independente, care intersectează laturile schemei echivalente pentru curenți (în care nulatorii joacă rolul unor întreruperi și noratorii al unor scurtcircuite), se obțin ecuațiile de legătură între curenții $\mathbf{I}_l$ ai laturilor circuitului :

$$\mathbf{C}^{\mathrm{I}}_{\Sigma l}\, \mathbf{I}_l = 0, \qquad (13)$$

unde : $\mathbf{C}^{\mathrm{I}}_{\Sigma_l}$ este matricea incidenţelor laturi-suprafeţe de secţiune în schema echivalentă (graful) pentru curenţi.

De obicei, suprafeţele de secţiune se ataşează la $(n-1)$ noduri ale schemei echivalente pentru curenţi.

Analog, din legile inducţiei electromagnetice aplicată unui set complet de bucle independente din schema echivalentă pentru tensiuni (în care nulatorii au fost înlocuiţi cu scurtcircuite şi noratorii cu goluri), se obţin ecuaţiile de legătură între tensiunile $\mathbf{U}_l$ la bornele laturilor circuitului :

$$\mathbf{C}^{\mathrm{U}}_{bl}\,\mathbf{U}_l = 0, \tag{14}$$

unde : $\mathbf{C}^{\mathrm{U}}_{bl}$ este matricea incidenţelor laturi-bucle în schema echivalentă (graful) pentru tensiuni.

Practic, reprezentarea grafurilor de curenţi şi de tensiuni nu este necesară, stabilirea ecuaţiilor făcîndu-se direct pe circuitul cu nulatori şi noratori.

La ecuaţiile (13) şi (14) se adaugă ecuaţiile laturilor :

$$\mathbf{U}_l = \mathbf{Z}_l\,\mathbf{I}_l - \mathbf{E}_l\,, \tag{15}$$

sau,

$$\mathbf{I}_l = \mathbf{Y}_l\,\mathbf{U}_l + \mathbf{J}_l\,, \tag{16}$$

în care : $\mathbf{Z}_l$ şi $\mathbf{Y}_l$ reprezintă, matricea impedanţelor şi, respectiv, admitanţelor laturilor, $\mathbf{E}_l$ — matricea tensiunilor electromotoare şi $\mathbf{J}_l$ — matricea curenţilor surselor de curent.

Pentru circuitele cu elemente dipolare, matricele de imitanţe sînt diagonale, toate tipurile de cuplaje (inductive, surse comandate etc.) fiind înlocuite cu structuri dipolare echivalente.

Ecuaţiile (13) — (16) se exprimă fie numai în curenţi, fie numai în tensiuni, în forme analoage cu cele cunoscute.

Exemplu. În figura 5 a este reprezentată schema unui amplificatoar cu TEC în montaj cu sursa comună, iar în figura 5 b schema echivalentă corespunzătoare cu dipoli (anexa 4).

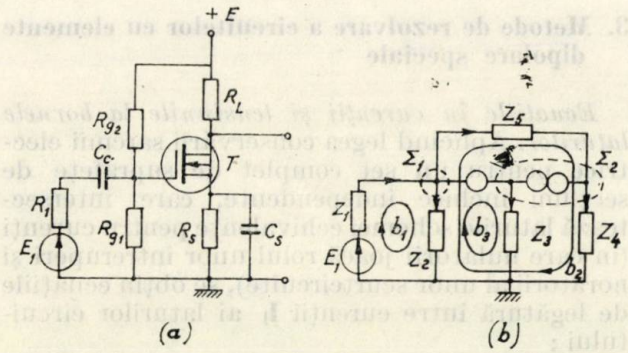


Fig. 5. Amplificator cu TEC în montaj cu sursă comună : *a* — schema de principiu ; *b* — schema echivalentă cu dipoli ideali.

S-au notat : $Z_1 = R_1 + \dfrac{1}{\mathrm{s}\,C_c}$; $Z_2 = \left(\dfrac{1}{R_{g1}} + \dfrac{1}{R_{g2}} + \mathrm{s}\,C_{gs}\right)^{-1}$; $Z_3 = \dfrac{1}{g_m} + \left(\dfrac{1}{R_s} + \mathrm{s}\,C_s\right)^{-1}$; $Z_4 = \left(\dfrac{1}{R_1} + g_0\right)^{-1}$; $Z_5 = \dfrac{1}{\mathrm{s}\,C_{gd}}$.

Pentru suprafeţele de secţiune şi buclele alese în figura 5b, matricele de incidenţă sînt :

$$\mathbf{C}^{\mathrm{I}}_{\Sigma_l} = \begin{array}{c|ccccc} & l_1 & l_2 & l_3 & l_4 & l_5 \\ \hline \Sigma_1 & -1 & 1 & & & 1 \\ \Sigma_2 & & & 1 & 1 & -1 \end{array},$$

$$\mathbf{C}^{\mathrm{U}}_{bl} = \begin{array}{c|ccccc} & l_1 & l_2 & l_3 & l_4 & l_5 \\ \hline b_1 & 1 & 1 & & & \\ b_2 & & -1 & & 1 & 1 \\ b_3 & & -1 & 1 & & \end{array}.$$

Ecuaţiile circuitului în curenţii laturilor sînt :

$$-I_1 + I_2 + I_5 = 0\,;\quad I_3 + I_4 - I_5 = 0\,;$$

$$Z_1 I_1 + Z_2 I_2 = E_1\,;\quad -Z_2 I_2 + Z_4 I_4 + Z_5 I_5 = 0\,;$$

$$-Z_2 I_2 + Z_3 I_3 = 0,$$

iar ecuaţiile în tensiunile la bornele laturilor sînt :

$$-Y_1 U_1 + Y_2 U_2 + Y_5 U_5 = Y_1 E_1\,;$$

$$Y_3 U_3 + Y_4 U_4 - Y_5 U_5 = 0\,;$$

$$U_1 + U_2 = 0\,;\quad -U_2 + U_4 + U_5 = 0\,;\quad -U_2 + U_3 = 0.$$

Ecuaţiile în curenţii buclelor din graful de curent. Ataşînd buclele din graful de curent la sistemul de curenţi de bucle $\mathbf{I}_b$, ecuaţia (13) se înlocuieşte prin relaţia :

$$\mathbf{I}_l = \mathbf{C}^{\mathrm{I}}_{blt}\,\mathbf{I}_b\,, \tag{17}$$

iar relaţiile (15) şi (16) conduc la sistemul în curenţi de buclă :

$$\mathbf{Z}_b\,\mathbf{I}_b = \mathbf{E}_b\,, \tag{18}$$

unde :

$$\mathbf{Z}_b = \mathbf{C}^{\mathrm{U}}_{bl}\,\mathbf{Z}_l\,\mathbf{C}^{\mathrm{I}}_{blt}, \tag{19}$$

este matricea impedanţelor buclelor, iar :

$$\mathbf{E}_b = \mathbf{C}^{\mathrm{U}}_{bl}\,\mathbf{E}_l\,, \tag{20}$$

este matricea tensiunilor electromotoare ale buclelor.

Un element Z_{gh} al matricei $\mathbf{Z_b}$ este impedanța comună buclelor g din graful de tensiuni și h din graful de curenți, egală cu suma algebrică a impedanțelor laturilor comune celor două bucle, luate cu semnul plus dacă sensurile de referință ale celor două bucle coincid în latura considerată și cu semnul minus în cazul contrar.

Este avantajos să coincidă un număr cît mai mare de bucle din graful de curenți și din graful de tensiuni. Pentru circuitele determinate, numărul de nulatori și de noratori este același, iar numărul minim de bucle diferite coincide cu numărul perechilor nulator-norator.

Exemplu. În figura 6 s-a reprezentat schema echivalentă cu elemente dipolare a amplificatorului cu TEC din figura 5 a. S-au marcat cu linie punctată buclele b_1, b_2 și b_3 alese în graful

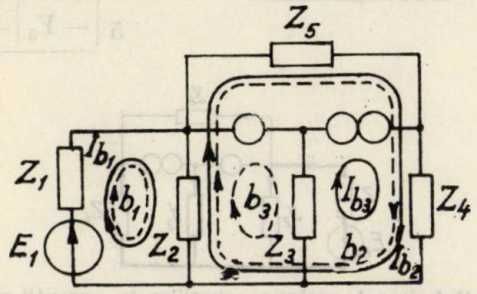


Fig. 6. Referitor la scrierea ecuațiilor în curenții buclelor din graful de curent pentru amplificatorul din figura 5a.

de tensiuni (același ca în figura 5 b) și cu linie continuă buclele din graful de curent, cărora li s-au atașat curenții I_{b_1}, I_{b_2} și I_{b_3}. Ecuațiile în curenți de bucle ale circuitului sînt :

$$(b_1)\ (Z_1 + Z_2)\, I_{b_1} - Z_2\, I_{b_2} = E_1$$

$$(b_2)\ -Z_2 I_{b_1} + (Z_2 + Z_4 + Z_5)\, I_{b_2} + Z_4\, I_{b_3} = 0$$

$$(b_3)\ -Z_2 I_{b_1} + Z_2 I_{b_2} - Z_3 I_{b_3} = 0.$$

Ecuațiile în tensiunile secțiunilor din graful de tensiuni. Se atașează tensiunile $\mathbf{U}_\Sigma$ suprafețelor închise de secțiune din graful de tensiuni, între punctele din interiorul și exteriorul suprafețelor. Ecuația (14) se înlocuiește cu relația :

$$\mathbf{U}_l = \mathbf{C}^{\mathbf{U}}_{\Sigma l}\, \mathbf{U}_\Sigma, \qquad (21)$$

iar relațiile (13) și (16) conduc la sistemul în tensiunile secțiunilor :

$$\mathbf{Y}_\Sigma\, \mathbf{U}_\Sigma = \mathbf{J}_\Sigma, \qquad (22)$$

unde :

$$\mathbf{Y}_\Sigma = \mathbf{C}^{\mathbf{I}}_{\Sigma l}\, \mathbf{Y}_l\, \mathbf{C}^{\mathbf{U}}_{\Sigma l} \qquad (23)$$

este matricea admitanțelor secțiunilor, iar

$$\mathbf{J}_\Sigma = -\,\mathbf{C}^{\mathbf{I}}_{\Sigma l}\, \mathbf{J}_l \qquad (24)$$

este matricea curenților de scurtcircuit a secțiunilor.

Un element Y_{ij} este admitanța comună secțiunilor i din graful de curenți și j din graful de tensiuni, egală cu suma algebrică a admitanțelor laturilor comune celor două secțiuni, luate cu semnul plus, dacă sensurile de referință ale celor două suprafețe coincid, de-a lungul laturii considerate și cu semnul minus în cazul contrar.

În cazul particular în care suprafețele de secțiune se atașează la $(n-1)$ noduri ale rețelei, se obține metoda potențialelor nodurilor din graful de tensiuni.

Exemplu. În figura 7 s-a reluat exemplul din figura 5, pentru a exemplifica aplicarea metodei potențialelor nodurilor pentru o rețea dipolară cu nulatori și noratori. S-au marcat cu linie punctată suprafețele închise de secțiune Σ_1 și Σ_2 atașate nodurilor din graful de curent și s-au atribuit aceleași potențiale punctelor care sînt legate la același nod din graful de tensiuni (punctele unite prin nulatori). Ecuațiile circuitului în potențialele nodurilor sînt:

$$(\Sigma_1)\ (Y_1 + Y_2 + Y_5)\, V_1 - Y_5 V_2 = Y_1 E_1$$

$$(\Sigma_2)\ (Y_3 - Y_5)\, V_1 + (Y_4 + Y_5)\, V_2 = 0.$$

Ecuațiile în curenții coardelor și ecuațiile în tensiunile ramurilor. Se alege un arbore comun grafului de curenți și de tensiuni. Fie $\mathbf{\Lambda}^{\mathbf{I}}$ — matricea incidențelor esențiale [2, 3, 10] arbore-coarbore, pentru graful de curenți și

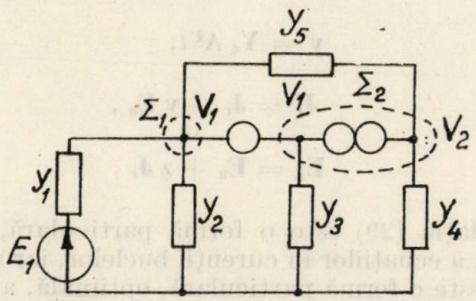


Fig. 7. Referitor la scrierea ecuațiilor în tensiunile secțiunilor din graful de tensiuni pentru amplificatorul din figura 5a.

$\mathbf{\Lambda}^{\mathbf{U}}$ — matricea corespunzătoare, pentru graful de tensiuni. Ecuațiile (13) și (14) se scriu sub forma :

$$\mathbf{I}_a = -\,\mathbf{\Lambda}^{\mathbf{I}}\, \mathbf{I}_c, \qquad (25)$$

$$\mathbf{U}_c = \mathbf{\Lambda}^{\mathbf{U}}{}_t\ \mathbf{U}_a, \qquad (26)$$

unde : $\mathbf{I}_a$ și $\mathbf{U}_a$ sînt curenții și tensiunile la bornele laturilor arborelui, iar $\mathbf{I}_c$ și $\mathbf{U}_c$ — curenții și tensiunile la bornele laturilor coarborelui conjugat.

Din relaţiile (15) şi (16) se selectează :

$$\mathbf{U}_a = \mathbf{Z}_a \mathbf{I}_a - \mathbf{E}_a , \tag{27}$$

şi :

$$\mathbf{I}_c = \mathbf{Y}_c \mathbf{U}_c - \mathbf{J}_c , \tag{28}$$

în care : $\mathbf{Z}_a$ şi $\mathbf{E}_a$ sînt matricele impedanţelor şi tensiunilor electromotoare ale laturilor arborelui (ramurilor), iar $\mathbf{Y}_c$ şi $\mathbf{J}_c$ sînt matricele admitanţelor şi curenţilor de scurtcircuit ale laturilor coarborelui (coardelor).

Eventualele laturi cuprinzînd numai surse ideale de tensiune se selectează în laturile arborelui, iar eventualele laturi cuprinzînd numai surse de curent în laturile coarborelui. Această selecţie este întotdeauna posibilă deoarece, pentru un circuit compatibil sau necompatibil există bucle cuprinzînd numai surse ideale de tensiune, sau suma t. e. m. ale acestora este nulă, ceea ce permite eliminarea uneia dintre surse ca fiind în exces. Analog sau nu, există suprafeţe închise de secţiune, care să intersecteze numai surse ideale de curent, sau suma curenţilor acestor surse este nulă şi una dintre surse se poate elimina, fiind în exces.

Ecuaţiile (25) — (28) conduc la relaţiile :

$$\mathbf{I}_c = (\mathbf{1} + \mathbf{y}\,\mathbf{z})^{-1} \mathbf{J}'_c , \tag{29}$$

şi :

$$\mathbf{U}_a = -(\mathbf{1} + \mathbf{z}\,\mathbf{y})^{-1} \mathbf{E}'_a , \tag{30}$$

unde :

$$\mathbf{z} = \mathbf{Z}_a \Lambda^{\mathbf{I}} , \tag{31}$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{Y}_c \Lambda^{\mathbf{U}} t , \tag{32}$$

$$\mathbf{J}'_c = \mathbf{J}_c - \mathbf{y}\,\mathbf{E}_a , \tag{33}$$

$$\mathbf{E}'_a = \mathbf{E}_a + \mathbf{z}\,\mathbf{J}_c . \tag{34}$$

Relaţia (29) este o formă particulară, optimală, a ecuaţiilor în curenţii buclelor, iar relaţia (30) este o formă particulară, optimală, a ecuaţiilor în tensiunile secţiunilor.

Matricele $\mathbf{z}$ şi $\mathbf{y}$ sînt matricea impedanţelor ramurilor ce închid buclele ataşate coardelor şi respectiv, matricea admitanţelor coardelor intersectate de suprafeţele de secţiune ataşate ramurilor.

Matricea $\mathbf{J}'_c$ cuprinde curenţii surselor de curent echivalente din laturile coarborelui. Curentul sursei echivalente a unei coarde este suma curentului sursei de curent din coarda respectivă şi curenţii datoraţi surselor deplasate din laturile arborelui (produsul dintre admitanţa coardei şi suma algebrică a t. e. m. ale surselor din ramurile ce închid bucla ataşată coardei).

Analog, matricea $\mathbf{E}'_a$ cuprinde t. e. m. ale surselor de tensiune echivalente din laturile arborelui. T. e. m. a sursei echivalente dintr-o ramură este suma t. e. m. a sursei de tensiune a ramurii respective şi a t. e. m. ale surselor deplasate din coarbore (produsul între impedanţa ramurii şi suma algebrică a curenţilor surselor din coardele ce intersectează suprafaţa de secţiune ataşată ramurii).

Exemplu. În figura 8 s-a considerat din nou schema echivalentă cu elemente dipolare a amplificatorului din figura 5 a. Alegînd arborele (Z_1, Z_4) şi coarborele (Y_2, Y_3, Y_5), comune grafurilor de curent şi de tensiune, matricele $\mathbf{z}$ şi $\mathbf{y}$ rezultă :

$$\mathbf{z} = \begin{array}{c|cc} & 2 & 3 & 5 \\ 1 & -Z_1 & & -Z_1 \\ 4 & & Z_4 & -Z_4 \end{array} ; \qquad \mathbf{y} = \begin{array}{c|cc} & 1 & 4 \\ 2 & -Y_2 & \\ 3 & & Y_3 \\ 5 & -Y_5 & -Y_5 \end{array} .$$

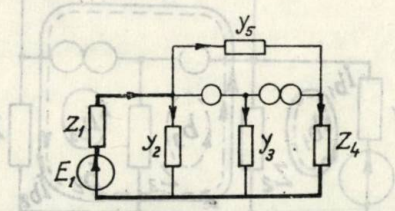


Fig. 8. Referitor la scrierea ecuaţiilor în curenţii coardelor şi a ecuaţiilor în tensiunile ramurilor, pentru amplificatorul din figura 5 a.

Corespunzător, ecuaţia (29) se scrie :

$$\mathbf{I}_c = \begin{vmatrix} 1 + Y_2Z_1 & & Y_2Z_1 \\ & 1 + Y_3Z_4 & -Y_3Z_4 \\ Y_5Z_1 & -Y_5Z_4 & 1+Y_5(Z_1+Z_4) \end{vmatrix}^{-1} \cdot \begin{vmatrix} Y_2E_1 \\ \\ Y_5E_1 \end{vmatrix} ,$$

iar ecuaţia (30) este :

$$\mathbf{U}_a = = \begin{vmatrix} 1+Z_1(Y_2+Y_5) & Z_1Y_5 \\ Z_4Y_5 & 1+Z_4(Y_3+Y_5) \end{vmatrix}^{-1} \cdot \begin{vmatrix} E_1 \\ \end{vmatrix} .$$

4. Concluzii

Prin folosirea celor două elemente dipolare speciale, nulatorul şi noratorul, împreună cu elementele dipolare obişnuite, impedorul, sursa de tensiune şi sursa de curent, se pot construi scheme echivalente cu elemente dipolare pentru orice multiport. În acest fel, circuitele electrice care conţin dispozitive de circuit multipolare (tuburi electronice, tranzistoare, circuite integrate etc.) se pot echivala cu circuite care conţin numai elemente dipolare.

Metodele sistematice de rezolvare a circuitelor cu elemente dipolare obişnuite se pot aplica şi la circuitele cu elemente dipolare speciale, conform extinderilor prezentate în lucrare.

ANEXA 1

Elemente dipolare de circuit

Elementele dipolare liniare clasice de circuit sînt caracterizate printr-o ecuaţie de forma :

$$aU + bI + c = 0 , \qquad (1)$$

unde : U şi I sînt tensiunea la borne şi curentul dipolului (sau transformatele operaţionale ale acestora), iar a, b şi c sînt constante (sau funcţii de variabila operaţională), ce caracterizează elementul respectiv. Mulţimea tuturor acestor elemente dipolare este reductibilă la trei tipuri de elemente ideale fundamentale cu care se pot echivala prin conectare în serie sau în derivaţie, toate elementele dipolare. Aceste elemente sînt :

1. *Impedorul ideal* (sau *rezistorul ideal*, pentru circuitele de curent continuu), pentru care $c = 0$, astfel încît ecuaţia (1) se scrie sub forma :

$$U = ZI \text{ sau } I = Y U , \qquad (2)$$

unde : Z = este impedanţa dipolului, iar $Y = Z^{-1}$ — admitanţa sa.

2. *Sursa ideală de tensiune*, pentru care $b = 0$, ecuaţia caracteristică fiind :

$$U = - E , \qquad (3)$$

unde E este tensiunea electromotoare a sursei.

3. *Sursa ideală de curent*, cu $a = 0$ şi ecuaţia caracteristică

$$I = J, \qquad (4)$$

în care : J este curentul sursei.

Simbolurile de circuit ale acestor elemente, cu precizarea sensurilor de referinţă ale mărimilor, sînt date în figurile 9 a, b, c.

Elementele dipolare caracterizate printr-o ecuaţie de tipul (1) vor fi denumite elemente dipolare obişnuite. Ele formează o mulţime închisă, în raport cu operaţiile de interconectare, legarea unui ansamblu de dipoli caracterizaţi printr-o ecuaţie de tipul (1) sub forma unui circuit accesibil la două borne, conducînd la un dipol echivalent descris, de asemenea, de o ecuaţie de tipul (1).

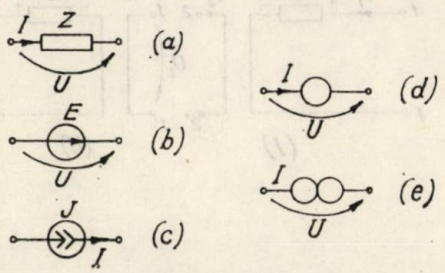


Fig. 9. Simbolurile de circuit ale elementelor dipolare ideale : *a* — impedorul ideal ; *b* — sursa ideală de tensiune ; *c* — sursa ideală de curent ; *d* — nulatorul ; *e* — noratorul.

Pentru construirea schemelor echivalente cu elemente dipolare ale multipolilor se introduc încă două elemente dipolare de tip special [4—8].

4. *Nulatorul*, caracterizat de ecuaţiile

$$U = 0, \; I = 0,$$

şi avînd simbolul de circuit din figura 9 d.

5. *Noratorul*, pentru care tensiunea la borne şi curentul pot avea orice valoare. Simbolul de circuit al acestui element este reprezentat în figura 9 e.

Nulatorul este un dipol supradeterminat pentru care se impune ca atît curentul, cît şi tensiunea la borne să fie nule. El este un caz particular al unui dipol supradeterminat, pentru care se impune şi curentul şi tensiunea la borne (fig. 10). Noratorul este un dipol nedeterminat, pentru care nu există nici o ecuaţie caracteristică. Aceşti dipoli speciali pot fi consideraţi ca idealizări ale accesurilor unor multiporţi, privite ca dipoli independenţi. Astfel, nulatorul poate fi considerat ca modelarea intrării unui amplificator ideal

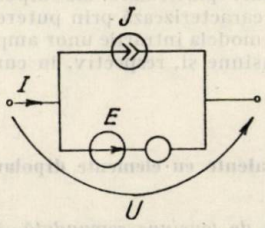


Fig. 10. Reprezentarea simbolică a dipolului supradeterminat.

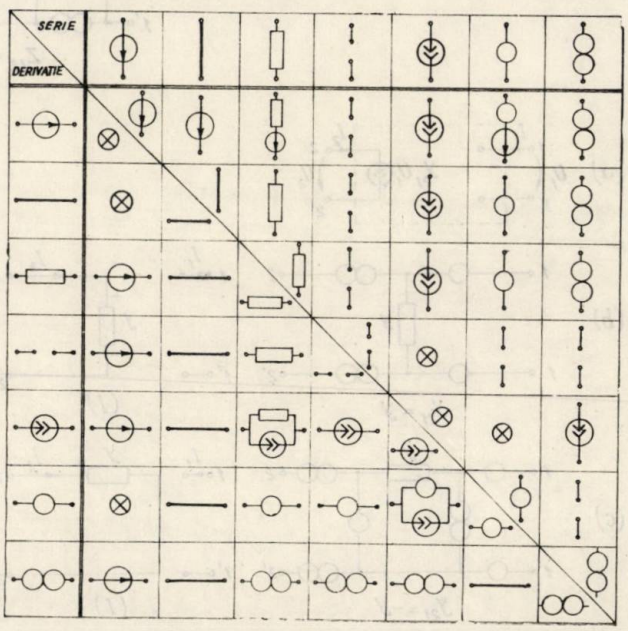
cu amplificare infinită, conectat într-o schemă cu reacţie. În această reprezentare noratorul modelează ieşirea amplificatorului. Caracteristicile nulatorului şi noratorului pot fi raportate la cele ale dipolilor obişnuiţi, dacă se face distincţie între comportarea lor din punctul de vedere al tensiunii la borne şi din punctul de vedere al curentului. Astfel, nulatorul reprezintă un scurtcircuit pentru tensiuni şi o o întrerupere (gol) pentru curenţi, iar noratorul este elementul dual. Această interpretare permite stabilirea a două scheme echivalente, una care corespunde relaţiilor între tensiunile la bornele dipolilor (schema echivalentă pentru tensiuni) şi alta care corespunde relaţiilor între curenţii dipolilor (schema echivalentă pentru curenţi). În cazul circuitelor cuprinzînd numai elemente dipolare obişnuite schemele echivalente pentru tensiuni şi pentru curenţi coincid.

ANEXA 2

Echivalenţele conexiunilor serie şi derivaţie ale elementelor dipolare de circuit

În tabelul 1 sînt prezentate echivalenţele conexiunilor serie şi derivaţie ale elementelor dipolare ideale. Se observă că mulţimea dipolilor ideali nu este o mulţime închisă, în

Tabela 1



raport cu operațiile de interconectare serie și derivație. De asemenea, aceste operații nu sînt definite pentru orice pereche de elemente. În tabel s-au marcat cu ⊗ combinațiile incompatibile fără condiții suplimentare.

Prin legarea în serie a unui nulator cu o sursă ideală de tensiune rezultă un dipol avînd curentul nul și tensiunea la borne dată. Analog, prin legarea în derivație a unui nulator cu o sursă ideală de curent se obține un dipol, avînd tensiunea la borne nulă și curentul impus. Aceste două elemente dipolare sînt cazuri particulare ale dipolului, reprezentat în figura 10 și se caracterizează prin putere nulă. Ele pot fi utilizate pentru a modela intrările unor amplificatoare ideale, cu intrarea în tensiune și, respectiv, în curent, și cu amplificarea finită.

ANEXA 3

Schemele echivalente cu elemente dipolare ale unor diporți ideali

1. *Sursa ideală de tensiune comandată în curent* $U(I)$ se reprezintă prin simbolul din figura 11 a și este descrisă de ecuațiile :

$$U_1 = 0\,; \quad U_2 = Z_2\, I_1\,. \tag{1}$$

În figurile 11 b și 11 c sînt reprezentate două variante de scheme echivalente cu elemente dipolare, precum și schemele echivalente ale acestora, pentru curenți și, respectiv pentru tensiuni. Circuitul din figura 11 b are impedanța de transfer $Z_{21} = Z$, iar cel din figura 11c are impedanța de transfer $Z_{21} = -Z$. În cazul surselor comandate tripolare, pentru care bornele 1′ și 2′ coincid schemele echivalente se simplifică corespunzător.

2. *Sursa ideală de curent comandată în tensiune (IU)* se reprezintă prin simbolul din figura 12 a și este descrisă de ecuațiile :

$$I_1 = 0\,; \quad I_2 = Y_{21}\, U_1\,. \tag{2}$$

În figurile 12 b și 12 c sînt reprezentate schemele echivalente cu elemente dipolare pentru admitanța de transfer $Y_{21} = Y$ și, respectiv pentru $Y_{21} = -Y$. În figurile 12 b și 12 c sînt prezentate și schemele echivalente pentru curenți și pentru tensiuni.

3. *Sursa ideală de tensiune comandată în tensiune* $U(U)$ se reprezintă prin simbolul din figura 13 a și este descrisă de ecuațiile

$$I_1 = 0\,; \quad U_2 = A_{21} U_1\,, \tag{3}$$

unde : A_{21} este factorul de transfer în tensiune de la poarta 1 la poarta 2. Sursa ideală $U(U)$ poate fi realizată prin legarea în cascadă a unei surse ideale $I(U)$ cu o sursă $U(I)$, ca în figura 13 b. Factorul de transfer este în acest caz :

$$A_{21} = -\,Z_{2a}\, Y_{a1}\,, \tag{4}$$

unde : Z_{2a} și Y_{a1} sînt imitanțele de transfer ale celor două etaje. Corespunzător, prin conectarea în cascadă a schemelor

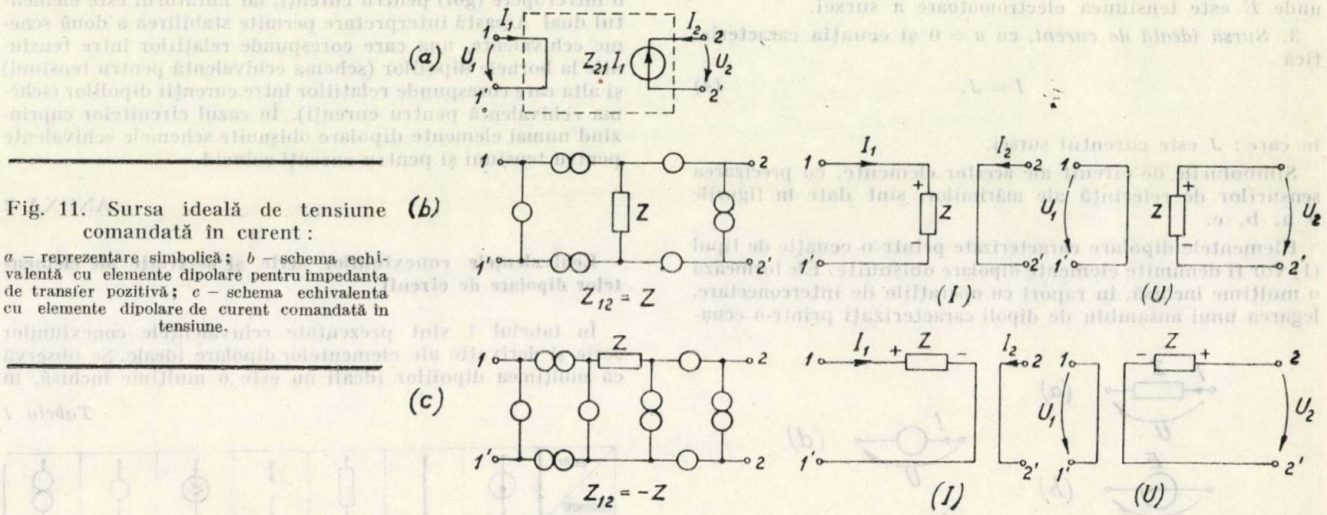


Fig. 11. Sursa ideală de tensiune comandată în curent :
a — reprezentare simbolică ; *b* — schema echivalentă cu elemente dipolare pentru impedanța de transfer pozitivă ; *c* — schema echivalentă cu elemente dipolare de curent comandată în tensiune.

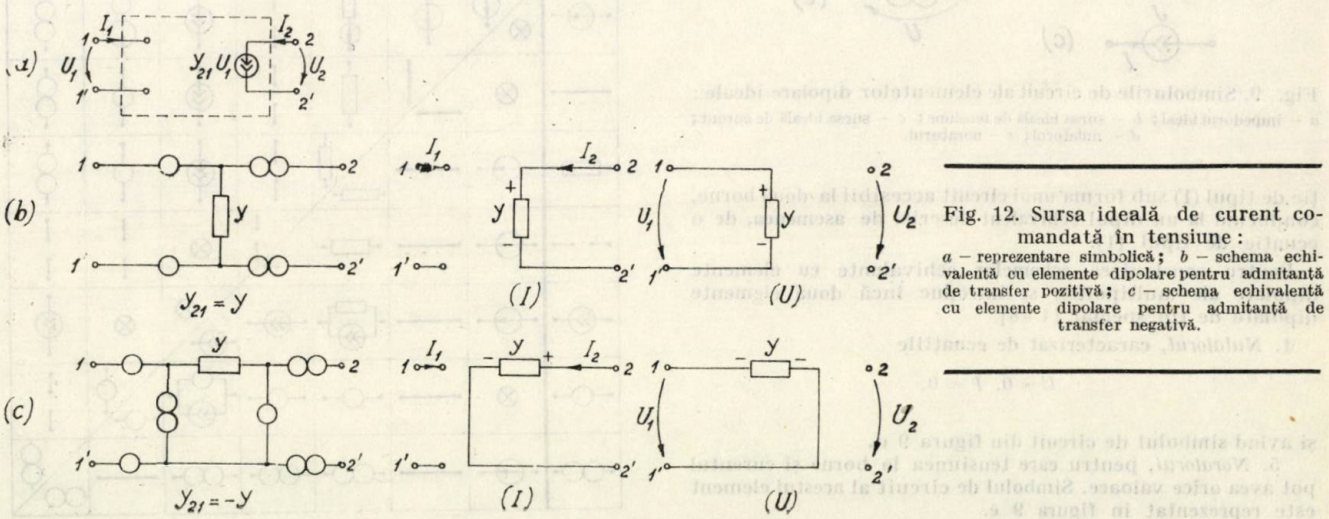


Fig. 12. Sursa ideală de curent comandată în tensiune :
a — reprezentare simbolică ; *b* — schema echivalentă cu elemente dipolare pentru admitanță de transfer pozitivă ; *c* — schema echivalentă cu elemente dipolare pentru admitanță de transfer negativă.

echivalente din figurile 11 b, c şi 12 b, c, rezultă cele patru variante de scheme echivalente din figurile 13 c, d, e, f, din care s-au eliminat nulatorii şi noratorii în exces.

4. *Sursa ideală de curent comandată în curent* $I(I)$ se reprezintă prin simbolul din figura 14 a şi este descrisă de ecuaţiile :

$$U_1 = 0\,; \quad I_2 = B_{21} I_1, \tag{5}$$

unde : B_{21} este factorul de transfer în curent, de la poarta 1 la poarta 2. Sursa ideală $I(I)$ poate fi redusă la o sursă ideală $U(I)$ şi o sursă $I(U)$, legate în cascadă ca în figura 14 b. Factorul de transfer este :

$$B_{21} = Y_{2a} Z_{a1}, \tag{6}$$

unde : Y_{2a} şi Z_{a1} sînt imitanţele de transfer ale celor două etaje componente. Şi în acest caz, rezultă patru variante de scheme echivalente (figurile 14 c, d, e, f).

5. *Nulorul*. Sursele ideale comandate tind spre un acelaşi diport limită cînd constantele de transfer caracteristice (Z_{21}

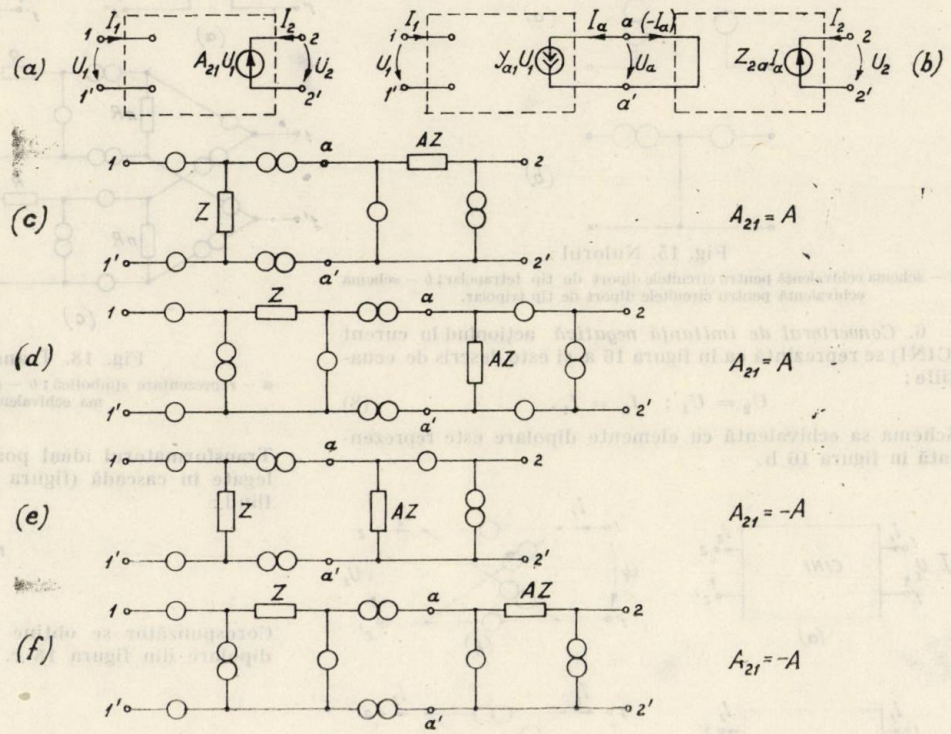


Fig. 13. Sursa ideală de tensiune comandată în tensiune :
a – reprezentare simbolică ; *b* – schema echivalentă ; *c*, *d* – scheme echivalente cu elemente dipolare pentru factor de transfer pozitiv ; *e*, *f* – scheme echivalente cu elemente dipolare pentru factor de transfer negativ.

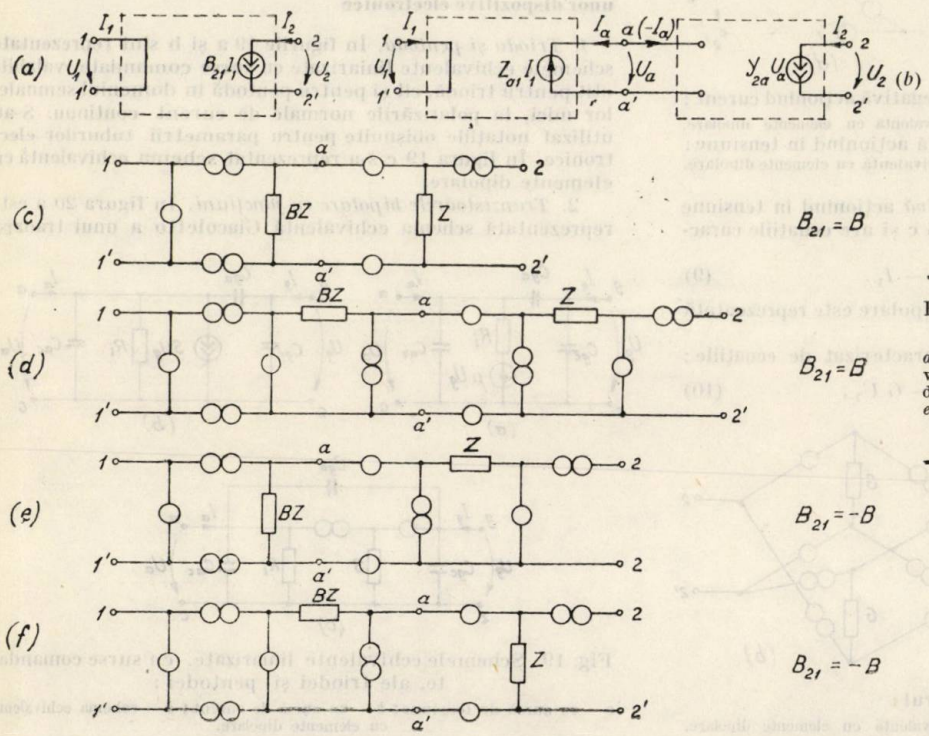


Fig. 14. Sursa ideală de curent comandată în curent :
a – reprezentare simbolică ; *b* – schema echivalentă ; *c*, *d* – schema echivalentă cu elemente dipolare pentru factor de transfer pozitiv ; *e*, *f* – schema echivalentă cu elemente dipolare pentru factor de transfer negativ.

Y_{21}, A_{21} sau B_{21}) tind, în modul, spre infinit. Acest element limită are ecuaţiile caracteristice:

$$U_1 = 0; \quad I_1 = 0,$$

şi schema echivalentă din figura 15 a, pentru circuitele diport de tip tetrapolar. În cazul circuitelor diport de tip tripolar (la care bornele 1′ şi 2′ coincid) schema echivalentă are forma din figura 15 b, diportul ideal respectiv fiind cunoscut sub denumirea de nulor.

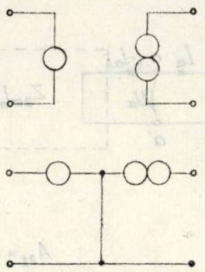


Fig. 15. Nulorul:
a – schema echivalentă pentru circuitele diport de tip tetrapolar; *b* – schema echivalentă pentru circuitele diport de tip tripolar.

6. *Convertorul de imitanţă negativă* acţionînd în curent (CINI) se reprezintă ca în figura 16 a şi este descris de ecuaţiile:

$$U_2 = U_1; \quad I_2 = I_1. \tag{8}$$

Schema sa echivalentă cu elemente dipolare este reprezentată în figura 16 b.

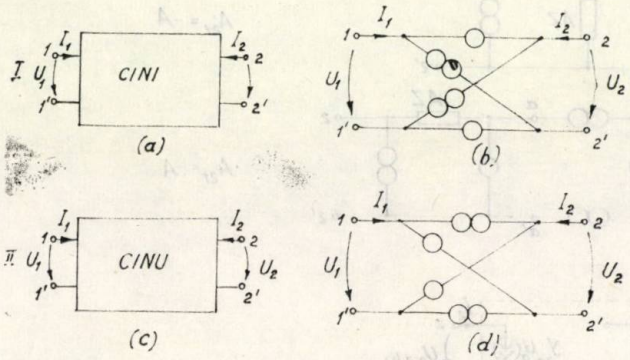


Fig. 16. I. Convertorul de imitanţă negativă acţionînd curent:
a – reprezentare simbolică; *b* – schema echivalentă cu elemente dipolare.
II. Convertorul cu imitanţă negativă acţionînd în tensiune:
c – reprezentare simbolică; *d* – schema echivalentă cu elemente dipolare.

7. *Convertorul de imitanţă negativă* acţionînd în tensiune (CINU) se reprezintă ca în figura 16 c şi are ecuaţiile caracteristice:

$$U_2 = -U_1, \quad I_2 = -I_1. \tag{9}$$

Schema sa echivalentă cu elemente dipolare este reprezentată în figura 16 d.

8. *Giratorul* (figura 17 a) este caracterizat de ecuaţiile:

$$I_1 = G\,U_2; \quad I_2 = -G\,U_1, \tag{10}$$

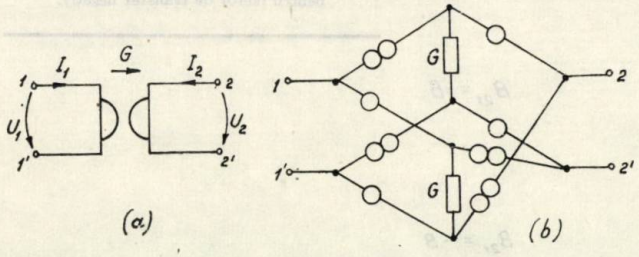


Fig. 17. Giratorul:
a – reprezentare simbolică; *b* – schema echivalentă cu elemente dipolare.

unde: G este conductanţa de giraţie. În figura 17 b este prezentată schema echivalentă cu elemente dipolare.

9. *Transformatorul ideal* (figura 18 a) este descris de relaţiile:

$$U_1 = n\,U_2; \quad I_1 = -\frac{1}{n}\,I_2. \tag{11}$$

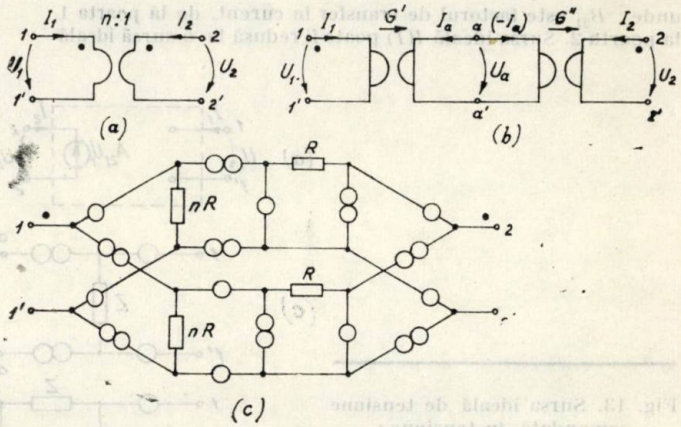


Fig. 18. Transformatorul ideal:
a – reprezentare simbolică; *b* – schema echivalentă cu giratoare; *c* – schema echivalentă cu elemente dipolare.

Transformatorul ideal poate fi echivalat cu două giratoare legate în cascadă (figura 18 b), raportul de transformare fiind:

$$n = \frac{G''}{G'}. \tag{12}$$

Corespunzător se obţine schema echivalentă cu elemente dipolare din figura 18 c.

ANEXA 4

Schemele echivalente dipolare pentru semnale mici ale unor dispozitive electronice

1. Trioda şi pentoda. În figurile 19 a şi b sînt reprezentate schemele echivalente liniarizate cu surse comandate, valabile atît pentru triodă, cît şi pentru pentodă în domeniul semnalelor mici, la polarizările normale de curent continuu. S-au utilizat notaţiile obişnuite pentru parametrii tuburilor electronice. În figura 19 c s-a reprezentat schema echivalentă cu elemente dipolare.

2. *Tranzistoarele bipolare cu joncţiuni.* În figura 20 a este reprezentată schema echivalentă Giacoletto a unui tranzis-

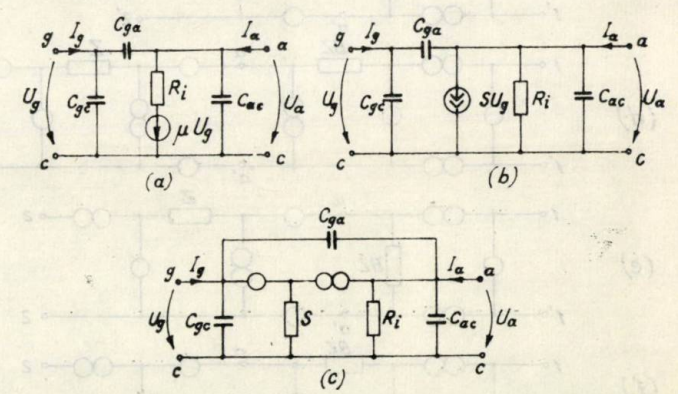


Fig. 19. Schemele echivalente liniarizate, cu surse comandate, ale triodei şi pentodei:
a – cu sursă de tensiune; *b* – cu sursă de curent; *c* – schema echivalentă cu elemente dipolare.

tor cu joncţiuni, iar în figura 20 b schema echivalentă cu elemente dipolare. De obicei, în aceste scheme se neglijează rezistenţele foarte mari $r_{b'c}$, şi r_{ce}, obţinîndu-se schema echivalentă din figurile 20 c, în care s-au utilizat notaţiile din [11].

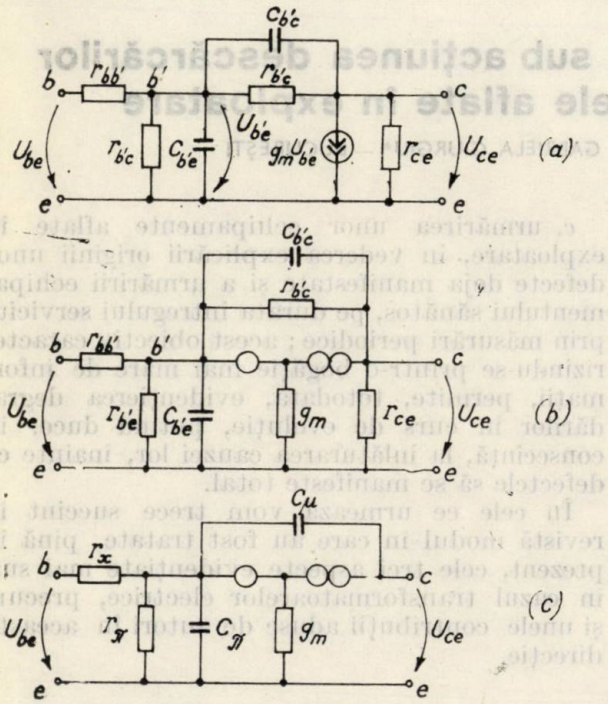


Fig. 20. Tranzistorul bipolar cu joncţiuni :
a – schema echivalentă Giacoletto; *b* – schema echivalentă cu elemente dipolare; *c* – schema echivalentă simplificată.

În figurile 21 a şi b sînt prezentate două variante de scheme echivalente corespunzătoare descrierii tranzistorului în parametrii „z" şi, respectiv, „y". Pe schemă s-au indicat

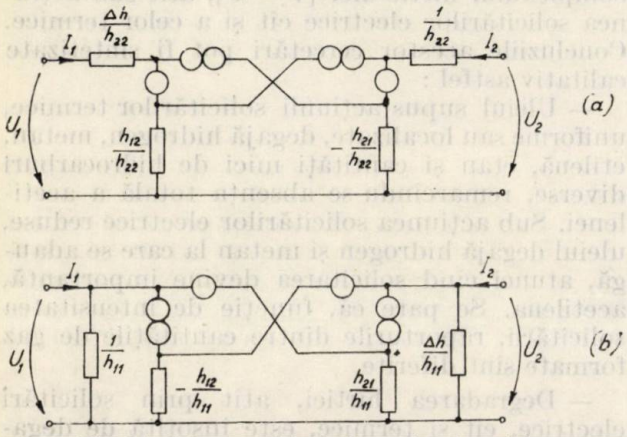


Fig. 21. Scheme echivalente pentru tranzistor :
a – cu descrierea în parametrii „z"; *b* – cu descrierea în parametrii „y".

valorile imitanţelor elementelor dipolare exprimate în funcţie de parametrii hibrizi ai tranzistorului.

3. *Tranzistoare unipolare cu efect de cîmp*

În figura 22 a este reprezentată schema echivalentă cu sursă de curent comandată a unui TEC-MOS, valabilă pentru semnale mici, iar în figura 22 b se dă schema echivalentă cu elemente dipolare corespunzătoare. În aceste scheme s-a neglijat $C_{ds} \ll C_{gs}$.

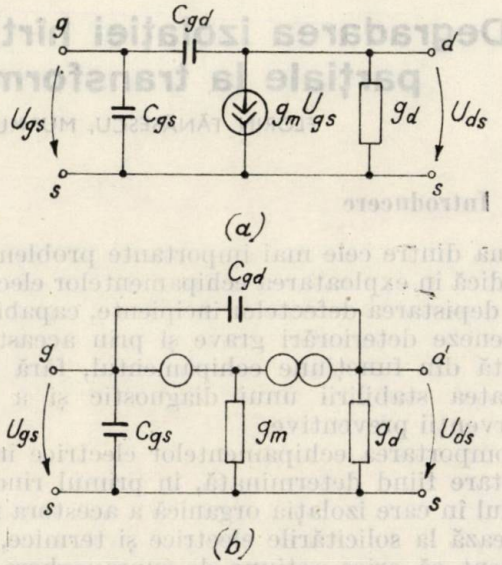


Fig. 22. Tranzistor unipolar cu efect de cîmp :
a – schema echivalentă cu sursă de curent comandată; *b* – schema echivalentă cu elemente dipolare.

Bibliografie

[1] *Preda, M., Cristea P.* Calculul reţelelor complexe pe baza generalizării unor teoreme din teoria reţelelor electrice pentru ansambluri de multipoli activi. În : Bul. I. P. B. **XXVI**, nr. 4, 1964.

[2] *Preda M., Cristea P.* Rezolvarea problemei interconectării reţelelor electrice cu ajutorul matricei de incidenţă arbore-coarbore. În : Studii şi cercetări energetice şi electrotehnice **21**, nr. 4, 1971 p. 923 — 939.

[3] *Preda M., Cristea P.* Utilizarea matricei de conexiune arbore-coarbore în scrierea ecuaţiilor unei reţele electrice. Lucrările simpozionului „Analiza şi sinteza reţelelor electrice". Bucureşti, oct 1967.

[4] *Braun J.*, Analytical methods in active network theory. School on network theory, Praga, 1965, În Acta Polyt. Series IV, nr. 1, 1966 p. 5.

[5] *Braun J.*, Topological analysis of networks containing nullators and norators. În : Electronics Letters. nr. **2**, 1966, p. 427.

[6] *Davies A. C.* Topological solution of network containing nullators and norators. În : Electronics Letters, nr. **2**, 1966, p. 90 — 92.

[7] *Brayshaw, G. S.* Some aspects of topological network analysis. Summer School on C. T., Praga 1968.

[8] *Brayshaw, G. S.* Topological analysis of networks containing nullators and norators. În : IEEE Trans. C. T., nr. **16**, 1969, p. 226 — 227.

[9] *Cristea P.* Transfer imittances signal flow graphs of an electric network. În : Rev. Roum. Sci. Techn., Electrotechn. et Energ., Vol. **17**, 2, 1972, p. 241 — 250.

[10] *Balabanian N., Bickart T.*, Teoria modernă a circuitelor. Bucureşti, Ed. tehnică, 1974.

[11] *Gray P., Searle C.* Bazele electronicii moderne. Bucureşti, Ed. tehnică, 1973.

Intrat în redacţie la 20.XII.1974

CZ 621.314.2:621.3 048.81/.82:537.52

DEGRADAREA IZOLAȚIEI
DESCĂRCĂRI PARȚIALE
IZOLAȚIE HÎRTIE—ULEI
TRANSFORMATOR DE PUTERE

Degradarea izolației hîrtie-ulei sub acțiunea descărcărilor parțiale la transformatoarele aflate în exploatare

FLORIN TĂNĂSESCU, MURMUR STOICA, GABRIELA GIURGIU* — BUCUREȘTI

1. Introducere

Una dintre cele mai importante probleme ce se ridică în exploatarea echipamentelor electrice este depistarea defectelor incipiente, capabile să antreneze deteriorări grave și prin aceasta să scoată din funcțiune echipamentul, fără posibilitatea stabilirii unui diagnostic și a unei intervenții preventive.

Comportarea echipamentelor electrice în exploatare fiind determinată, în primul rînd, de modul în care izolația organică a acestora reacționează la solicitările electrice și termice, este evident că orice acțiune de supraveghere preventivă a echipamentului trebuie să pornească de la studierea efectului solicitărilor arătate asupra izolației.

Atunci cînd este vorba de izolații organice, efectul solicitărilor electrice și termice se traduce printr-o afectare a structurii moleculare, însoțită de apariția unor corpuri cu masă moleculară redusă (oxizi de carbon, hidrogen, hidrocarburi etc.), care apar în stare gazoasă la temperaturile obișnuite [1]. De aici apare posibilă stabilirea unei legături cantitative între produsele care însoțesc degradarea și cauza degradării, adică, natura și intensitatea solicitării, caracterizarea acesteia din urmă putînd să fie dedusă în cazul echipamentelor din exploatare. În acest sens, au fost inițiate numeroase cercetări, pentru a se stabili corelații [2...6] între :

— natura și intensitatea diferitelor cauze de degradare ;

— natura, cantitatea și compoziția compușilor formați prin degradare.

Rezolvarea obiectivelor enumerate presupune studierea următoarelor aspecte :

a. punerea la punct a unor metode nedistructive de analiză fizico-chimică sensibile, apte de a depista din timp evoluția spre un incident ;

b. realizarea unor încercări în celule, destinate, pe de o parte, identificării produselor de descompunere ce apar în urma solicitărilor, iar, pe de altă parte, stabilirii relațiilor cauză-efect, între natura solicitărilor, intensitatea lor și produsele de descompunere identificate ;

c. urmărirea unor echipamente aflate în exploatare, în vederea explicării originii unor defecte deja manifestate și a urmăririi echipamentului sănătos, pe durata întregului serviciu, prin măsurări periodice ; acest obiectiv caracterizîndu-se printr-o bogăție mai mare de informații, permite, totodată, evidențierea degradărilor în curs de evoluție, putînd duce, în consecință, la înlăturarea cauzei lor, înainte ca defectele să se manifeste total.

În cele ce urmează vom trece succint în revistă modul în care au fost tratate, pînă în prezent, cele trei aspecte evidențiate mai sus, în cazul transformatoarelor electrice, precum și unele contribuții aduse de autori în această direcție.

2. Metode de analiză

În literatura de specialitate, consacrată studierii izolației hîrtie-ulei, au fost scoase în evidență, în repetate rînduri, aspectele caracteristice ale degradării uleiului, a hîrtiei și a complexului hîrtie-ulei [7 — 9], atît sub acțiunea solicitărilor electrice cît și a celor termice. Concluziile acestor cercetări pot fi sintetizate calitativ astfel :

— Uleiul supus acțiunii solicitărilor termice, uniforme sau localizate, degajă hidrogen, metan, etilenă, etan și cantități mici de hidrocarburi diverse, remarcîndu-se absența totală a acetilenei. Sub acțiunea solicitărilor electrice reduse, uleiul degajă hidrogen și metan la care se adaugă, atunci cînd solicitarea devine importantă, acetilena. Se pare că, funcție de intensitatea solicitării, raporturile dintre cantitățile de gaz formate sînt diferite.

— Degradarea hîrtiei, atît prin solicitări electrice, cît și termice, este însoțită de degajarea de oxizi de carbon în proporții variabile, putîndu-se stabili existența unei legături liniare între degradarea hîrtiei și cantitățile de CO și CO_2 degajate în timpul procesului de degradare [1].

— Comportarea complexului hîrtie-ulei rezultă din suprapunerea efectelor înregistrate pentru cei doi componenți luați separat, putînd să apară, în special, următoarele gaze : H_2, CO, CO_2, CH_4, C_2H_4, C_2H_2 și, de asemenea, O_2 și N_2 din aer.

* Dr. ing. *Florin Tănăsescu* este directorul Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică (ICPE) — București ing. *Murmur Stoica* este cercetător științific principal, și fiz. *Gabriela Giurgiu* este cercetător științific la același institut.

În consecință, pentru a studia o astfel de izolație, caracteristică transformatoarelor de putere, este important să se aplice o metodă de lucru, care să permită detectarea unui număr cît mai mare din gazele degajate, analiza lor cantitativă făcîndu-se cu sensibilitate cît mai mare.

Deși metodele fizico-chimice de analiză, care să satisfacă deziderateie enumerate mai sus sînt destul de numeroase pentru categoria de probleme care ne interesează, s-a impus, în special, utilizarea cromatografiei în fază gazoasă. Această preferință este justificată prin faptul că, așa cum s-a arătat, alterările suferite de un izolant organic supus solicitărilor electrice și termice se manifestă prin eliberarea unor produși aflați în stare gazoasă la temperaturi obișnuite. Deși metoda nu dă decît informații limitate asupra modificărilor de structură survenite în materialul izolant, ea are avantajul de a fi nedistructivă, de a asigura o sensibilitate mare și de a permite detecția precoce, calitativă și cantitativă a produselor de degradare. Interpretarea rezultatelor va ține cont atît de tipul și intensitatea solicitării, cît și de natura materialului solicitat. Singura condiție ce se cere îndeplinită la utilizarea acestei metode este adoptarea unui procedeu corect (sub aspectul reproductibilității) de colectare a gazelor ce urmează a fi analizate.

Pentru a se obține rezultate cît mai corecte, este necesar să se analizeze atît gazele dizolvate în ulei, cît și cele din perna de aer, care se află deasupra sistemului hîrtie-ulei studiat.

Pentru analizarea compoziției gazului liber, probele culese din releul de gaze se introduc direct în cromatograf, în timp ce pentru analiza gazelor dizolvate în ulei este necesar să se procedeze la o extragere prealabilă a lor.

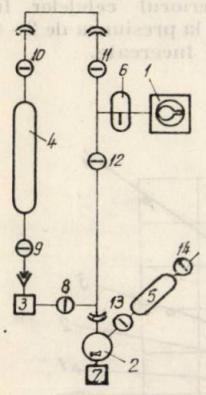


Fig. 1. Extragerea gazului din ulei cu pompa Toepler [8]:

1 – pompa de vid; *2* – vas de degazare; *3* – pompa Toepler; *4* – biureta de gaz; *5* – vas de probă; *6* – trapa de răcire; *7* – agitator magnetic; *8*, 9, 10, 11, 12, 13, 14 – robinete.

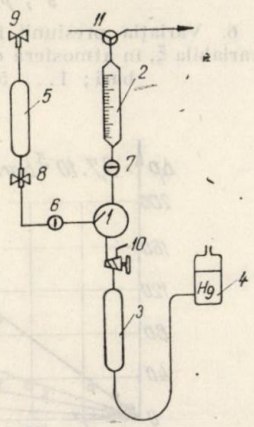


Fig. 2. Extragerea gazului din ulei cu robinet de mercur [7]:

1 – vas de gazare; *2* – biuretă de gaz; *3* – volum auxiliar; *4* – vas de nivel; 5 – vas de probă; 6, 7, 8, 9, 10, 11 – robinete.

În literatura de specialitate sînt descrise diferite metode și dispozitive de extragere a gazelor din ulei: pompa Toepler (fig. 1), robinetul cu mercur (fig. 2), extragerea sub vid, extragere prin barbotare cu gaz purtător (fig. 3),

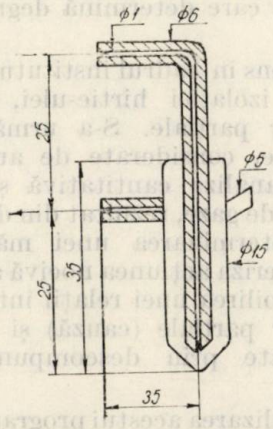


Fig. 3. Dispozitiv pentru extragerea gazelor prin barbotarea directă a gazului purtător. Dimensiunile sînt în mm [6].

fiecare din acestea avînd avantaje și dezavantaje specifice.

Extragerea prin barbotare cu gaz purtător [3] se poate realiza prin montarea unui dispozitiv (figura 3), direct pe robinetul de gaz al cromatografului. Avantajele principale ale acestui sistem sînt eliminarea volumului mort și extragerea întregii cantități de gaz dizolvat în ulei, dezavantajul fiind concretizat prin obținerea unor înregistrări cu „picuri" lărgite, cauzate de faptul că injectarea uleiului în dispozitiv nu poate fi făcută în mod instantaneu.

În ceea ce privește analiza propriu-zisă a gazelor (libere sau extrase), aceasta se face cu un cromatograf de gaze obișnuit, la care să se poată adapta sistemul de introducere ales. Umplutura și dimensiunile coloanelor se aleg în așa fel, încît să se poată analiza cu o cît mai bună sensibilitate, cît mai multe gaze la o introducere. În cazul folosirii coloanelor lungi, se poate utiliza un regim programat de temperatură, pentru a se scurta durata analizelor; în cazul coloanelor obișnuite este satisfăcătoare durata obținută în regim izoterm.

Gazul purtător se alege în așa fel încît să existe o diferență suficientă între conductibilitatea sa termică și aceea a componentelor gazului analizat, pentru a se obține o sensibilitate cît mai mare; de obicei se recomandă He, H_2, N_2, Ar.

Ca sistem de detecție se poate utiliza cu bune rezultate catarometrul, atît pentru componentele combustibile, cît și pentru cele necombustibile; detectorul cu ionizare în flacără permite obținerea unei sensibilități mai mari, dar este utilizabil doar pentru compușii combustibili.

3. Încercări executate în celule

Încercările au drept scop stabilirea unor relaţii precise între natura şi proporţiile relative ale diferitelor gaze degajate, pe de o parte şi natura materialului supus degradării şi tipul de solicitare care determină degradarea, pe de altă parte.

În acest sens în cadrul institutului s-a studiat degradarea izolaţiei hîrtie-ulei, sub acţiunea descărcărilor parţiale. S-a urmărit lămurirea unor aspecte, considerate de autori esenţiale cum sînt : analiza cantitativă şi calitativă a amestecului de gaze, rezultat din descompunerea izolaţiei, determinarea unei mărimi care să poată caracteriza acţiunea nocivă a descărcărilor parţiale, stabilirea unei relaţii între nocivitatea descărcărilor parţiale (cauză) şi cantitatea de gaze degajate prin descompunerea izolaţiei (efect).

Pentru realizarea acestui program s-au studiat, în celule închise [4], modele de izolaţii hîrtie-ulei întîlnite curent în transformatoare. Schematic, celula folosită este reprezentată în figura 4. Experienţele au fost realizate la presiune redusă (2—4 mbari), ţinîndu-se seamă de faptul că la această presiune, rigiditatea uleiului este minimă [9]. Analiza cantitativă şi calitativă a gazelor obţinute în urma degradării a fost realizată cu ajutorul unui cromatograf simplu, construit în cadrul I. C. P. E., avînd coloană din cărbune activ şi detector catarometric ; drept eluent a fost folosit aer uscat, deoarece faptul că s-a lucrat la presiune scăzută a înlăturat necesitatea de a se determina în cadrul analizei componenţii aerului.

Condiţiile de analiză prezentate mai sus, au permis determinarea unor gaze (concentraţii

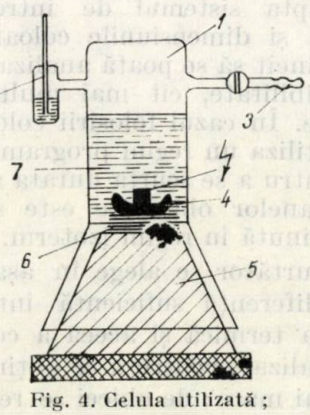


Fig. 4. Celula utilizată ;
1 — celula propriu-zisă din sticlă ; *2* — manometru cu ulei ; *3* — tub prelevare gaz ; *4* — electrod de înaltă tensiune ; *5* — electrod de joasă tensiune ; *6* — schema de izolaţie încercată ; *7* — ulei de transformator.

minime în volum) ca : H_2 : 0,003%; CO; 0,03%; CH_4 : 0,03%.

Măsurarea descărcărilor parţiale s-a făcut după schema din figura 5, conform recomandărilor CEI [10], caracterizarea nocivităţii descărcărilor parţiale făcîndu-se prin mărimea :

$$\xi = \int_0^t \Delta q(t) \cdot dt$$

propusă într-o serie de lucrări anterioare elaborate în cadrul ICPE [4, 11, 12].

Încercările făcute pe cinci celule, la acelaşi gradient de potenţial, arată că presiunea în interiorul celulei variază liniar, funcţie de ξ

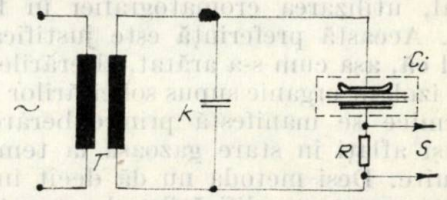


Fig. 5 Circuitul de încercare utilizat :
T — transformator de înaltă tensiune ; *k* — condensator de cuplare ; *CI* — celulă de încercare ; *R* — rezistenţa de măsură ; *S* — semnal de ieşire pentru aparatura de detecţie.

(fig. 6), panta curbelor fiind aceeaşi, chiar dacă există diferenţe între valorile iniţiale şi evoluţia nivelelor de descărcări, în funcţie de timp. Variaţia presiunii în interiorul celulelor creşte

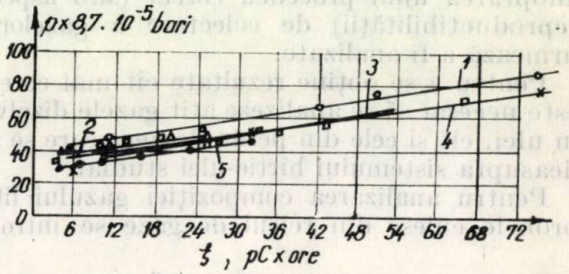


Fig. 6. Variaţia presiunii în interiorul celulelor, funcţie de variabila ξ, în atmosferă de aer, la presiunea de 2—4 milibari ; 1... 5-celule încercate.

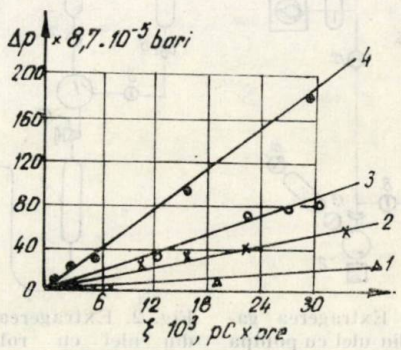


Fig. 7. Variaţia presiunii din interiorul celulelor funcţie de variabila ξ, pentru diverşi gradienţi de tensiune aplicată : 1 — 2,7 kV/min ; 2 — 3,2 kV/mm, 3 — 4 kV/mm ; 4 — 5 kV/mm.

funcţie de gradientul de tensiune aplicat, aşa cum reiese din figura 7.

Alegerea hidrogenului, drept element care să caracterizeze degradarea izolaţiei, este justi-

ficată prin faptul că volumul de hidrogen degajat fiind proporțional cu presiunea (fig. 8), va fi, implicit, proporțional cu ξ, pentru un gradient de potențial aplicat dat. În concluzie deci,

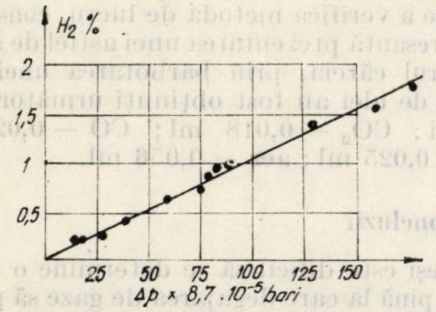


Fig. 8. Variația cantității de hidrogen, determinat pe cale cromatografică (în % din volumul liber al celulei), funcție de variația de presiune din interiorul celulei.

existența unei relații liniare între volumul de hidrogen degajat și ξ, demonstrează legătura directă între efectul nociv al descărcărilor parțiale și degradarea izolației hîrtie-ulei, adică, dă răspunsul la problema luată în studiu.

4. Urmărirea transformatoarelor aflate în exploatare

Stabilirea conținutului de gaze degajate în timpul funcționării transformatoarelor, ca urmare a unor defecte incipiente, prezintă o importanță deosebită, dînd posibilitatea să se descopere și să se caracterizeze un defect evolutiv, precum și să se fixeze limitele periculoase.

Opinia specialiștilor este că, încercarea de a stabili, în momentul de față, aceste limite ar fi prematură, dat fiind volumul redus al datelor experimentale [5]. Pot exista transformatoare cu defecte în evoluție, care prezintă un conținut redus de gaze, în timp ce altele funcționează timp îndelungat, deși prezintă la analiză conținuturi ridicate de gaze. Din această cauză problema corelării între cauzele degradării și gazele degajate în urma solicitărilor nocive rămîne deschisă în cazul transformatoarelor, asupra ei trebuind să fie concentrate cercetările în faza actuală.

Descărcările sau încălzirile locale ce pot apărea la un moment dat într-un transformator determină degajarea unui amestec de gaze rezultat din descompunerea izolației. În continuare, aceste gaze sînt antrenate spre partea superioară a transformatorului și, trecînd prin ulei, sînt dizolvate total sau parțial de acesta, partea nedizolvată ajungînd la releul de gaze. Gazele ce se adună în releu nu reprezintă, deci, decît o parte din cantitatea de gaz inițial degajată, diferența față de aceasta manifestîndu-se în plus și în ceea ce privește compoziția. Diferența de compoziție provine atît din cauza solubilităților diferite ale constituenților, cît și prin apariția în releu a aerului care, existînd anterior în ulei, este antrenat de bulele de gaz, în timpul ascensiunii lor.

Cunoscîndu-se aceste procese, se pune problema de a stabili dacă analiza gazelor captate poate contribui la diagnosticarea defectelor, deoarece coeficienții de partajare a constituenților gazului degajat determină, în ultimă instanță, interpretarea corectă a rezultatelor. Din acest punct de vedere trebuie precizat că, deși pentru fiecare defect în parte repartiția de temperatură și cinetica schimburilor gazoase între bule și ulei antrenează diferențe mai mult sau mai puțin marcate, totuși pot fi formulate unele reguli după care se pot discrimina cauzele defectelor.

În cazul degajărilor lente, gazul trece mai întîi în soluție, pînă cînd uleiul se saturează cu amestec aer-gaz de descompunere și numai după depășirea saturației se produce o degajare de gaze, care va rămîne în echilibru cu gazele rămase în soluție. În această situație apare evident că regulile stabilite pentru compoziția gazelor din releu pot fi transferate gazului dizolvat în ulei. Trebuie subliniat, totuși, că procesele de degradare lentă rămîn cazuri particulare, pentru care, de obicei, nu se ajunge la stabilirea unui echilibru între gazele degajate și cele dizolvate. Diferențele care se manifestă în cazul general între gazele degajate și cele dizolvate sînt determinate de cinetica schimbărilor ce au loc între ulei și bule. Viteza de schimb a diferitelor gaze depinde de solubilitatea lor și de coeficientul lor de difuzie în ulei; atunci cînd intervin amestecuri de gaze avînd solubilități și coeficienți de difuzie aproximativ egali, schimbul se produce cu viteza aproape uniformă, raportul de amestec pentru un astfel de cuplu de gaze nefiind modificat în mod vizibil prin procesul de schimb. Un amestec care satisface condițiile de mai sus este, în cazul nostru, acela format din acetilenă și propilenă; regulile care determină raportul lor trebuie să fie, prin urmare, același atît pentru gazul dizolvat, cît și pentru cel degajat.

În cazul amestecului format din hidrogen și metan vitezele de schimb sînt puțin diferite și, totuși, raportul lor de amestec rămîne aproximativ același pentru cele două faze, de unde se poate deduce că viteza de schimb este determinată, în primul rînd, de solubilitate și că, la schimbul cu bulele de gaz, participă un volum mare de ulei.

Deși din experimentările de pînă acum, șansele de a localiza un defect pornind de la analiza gazelor sînt minime, cel puțin în ceea ce privește sursele de descărcări, analiza gazelor poate furniza date pentru caracterizarea calitativă a defectului; astfel din experiența acumulată pînă acum, la încercarea transformatoarelor, se remarcă prezența degajărilor de gaze conținînd hidrogen, hidrocarburi ușoare, oxizi de

carbon în general, datorită acţiunii unei solicitări de origine termică sau electrică. Se poate aprecia, practic că, toate transformatoarele prezintă cantităţi măsurabile de produse de degradare deoarece, aşa cum s-a arătat, chiar la temperaturi moderate, hîrtia produce oxizi de carbon, iar uleiul hidrogen şi metan.

Deoarece în cazul defectelor incipiente gazele formate rămîn dizolvate, pentru o primă etapă s-au considerat satisfăcătoare rezultatele ce se pot obţine prin analiza gazelor extrase din ulei, barbotînd proba cu gaz purtător, urmînd ca ulterior să se treacă şi la analiza gazelor degajate, colectate din releul de gaze. Pentru analiză s-a folosit un cromatograf Carlo Erba model GT, cu detector catarometric, lucrînd în regim izoterm de temperatură. În ceea ce priveşte alegerea coloanelor şi a condiţiilor de lucru s-a ţinut seama de recomandările din literatura de specialitate [13].

Astfel, pe o coloană cu lungimea de 40 cm, Ø int 4 mm cu cărbune activ, s-a separat amestecul de H_2, aer, CO_2, etan, etilenă. Coloana a fost activată, în prealabil, în curent de gaz purtător la 150°C timp de 8 ore. Temperatura de lucru a fost 40°C, debitul gazului purtător 40 ml/min. Cantitatea de gaz introdusă este de 1 ml la fiecare probă.

S-au detectat următoarele gaze, obţinîndu-se prin etalonare valorile limită : 0,05%/H_2 ; 0,1% CH_2 ; 0,3% aer; 3% etilenă ; 2,3% CO.

Se observă că metoda nu dă precizia necesară pentru a putea determina cantităţile mici de gaze ce ar putea apărea în ulei.

Folosind o coloană de analiză, umplută cu silicagel activat, timp de 8 ore, la 180°C, în curent de gaz şi menţinîndu-se constantă temperatura la 35°C, cu un debit al argonului de 60 ml/min, s-a obţinut separarea compuşilor : H_2, aer, CH_4, CO, CO_2, C_2H_4 etc., cu următoarele valori limită de detecţie : 0,002% H_2 ; 0,087% aer ; 0,017% CH_4 ; 0,45% CO_2 ; 0,64% etilenă ; 0,7% acetilenă. Cantitatea de probă a fost de 1 ml.

Timpul de analiză necesar pentru această coloană ar putea fi scurtat, folosindu-se regimul programat de temperatură, deoarece C_2H_2 apare mult mai tîrziu decît celelalte gaze (85 minute faţă de 19 minute necesare pentru separarea celorlalte componente).

Pentru a obţine o sensibilitate mai bună, s-a analizat acelaşi amestec de gaze (fără H_2) pe aceeaşi coloană, păstrînd condiţiile de lucru identice cu excepţia gazului purtător, care, de data aceasta a fost hidrogenul. S-a făcut etalonarea cu componente pure în diferite concentraţii şi s-a constatat că se pot detecta, în condiţii optime, minimum : 0,005% aer ; 0,007% CH_4 ; 0,021% CO_2 ; 0,015% etilenă, rezultate care reprezintă o îmbunătăţire a sensibilităţii, în dauna detectării hidrogenului.

În cadrul acţiunii de punere la punct a metodei de lucru au fost analizate şi gaze extrase din probe de ulei, prelevate din transformatoare de medie putere. Deşi aceste analize nu au avut un caracter sistematic, scopul lor fiind numai acela de a verifica metoda de lucru, considerăm ca interesantă prezentarea unei astfel de analize, în cadrul căreia, prin barbotarea unei probe de 1 ml de ulei au fost obţinuţi următorii componenţi : CO_2 — 0,018 ml ; CO — 0,025 ml ; CH_4 — 0,025 ml ; aer — 0,056 ml.

5. Concluzii

1. Deşi este dificil să se determine o valoare limită, pînă la care degajarea de gaze să poată fi considerată normală, deoarece această limită este în mare măsură funcţie de structura şi construcţia transformatorului, totuşi modalitatea cea mai raţională de previziune a unei anomalii de funcţionare, este analiza periodică a gazelor degajate de către fiecare transformator important aflat în funcţionare [5].

2. Se poate considera că există o legătură cauzală între creşterea vitezei de formare a compuşilor gazoşi şi apariţia unui defect interior [4], de aceea, este indicat ca la urmărirea transformatoarelor aflate în exploatare să se determine şi variaţia vitezei de formare a gazelor.

3. În perioada imediat următoare, se propune aprofundarea problemelor de interes deosebit, semnalate mai sus, pregătindu-se punerea la punct a unei metode de lucru perfecţionate, adecvată analizării gazelor degajate în transformatoarele aflate în exploatare.

4. Experimentările făcute şi rezultatele obţinute dau indicaţii privind sensibilitatea metodei şi conţinutul de gaze în diferite regimuri, după care se poate aprecia gradul de solicitare a unui transformator în exploatare.

Bibliografie

[1] *Fallou, B., Viale, F., Devaux, A., Fournie, R., Galand, J., Vuarchex, P., Davies, I., Rogers, R. P., Reynold, E. H., Dornenburg, E.* Application des méthodes d'analyse physicochimique à l'étude des dégradations dans l'isolation des matériels électriques. Rapport 15 — 17 CIGRE, 1970.

[2] *Wilputte, R.* Contribution á l'étude de l'évolution de gaze dans les isolants liquides et solides soumis á l'action de contraintens électriques. Rapport 15 — 03 CIGRE, 1970.

[3] *Thibault, M., Galand, J.* Méthodes physico-chimiques modernes d'analyse des dégradations d'isolations en service. În : RGE, **79**, nr. 3, 1970.

[4] *Moraru, D., Popescu, Ch., Stoica M., Tănăsescu, Fl.* Détection des dégradations produites par des décharges partielles pour les types d'isolation papier-huile. Rapp. 15—05 CIGRE, 1970.

[5] *Tănăsescu, Fl.* Cîteva efecte ale descărcărilor parţiale în izolaţia transformatoarelor mari. În : Electrotehnica, **22**, nr. 6, 1974, p. 196 — 202.

[6] *Thibault, M., Galand, J.* Méthodes physico-chimiques modernes d'analyse des dégradations d'isolations en service. În : RGE, **79**, nr. 3, p. 247 — 252.

[7] *Ishii, T., Namba, S.* Gas evolution from transformer insulating materials due to aging deterioration. În : Electrical Engineering in Japan, **90**, nr. 3, 1970, p. 53—61.
[8] *Hino, T., Sugaruma, T.* Thermal deterioration tests of electrical insulating paper immersed in oil by analysis of decomposed gases. În : Electrical Engineering in Japan, **90** nr. 3, 1970, p. 187 — 194.
[9] *Tropper, H.* The effect of dissolved gases on the electrical conduction and breakdown of insulating oil. În : Journal Electrochem. Soc., **108**, nr. 2, p. 144.
[10] ××× Mesure des décharges partielles. Publ. CEI, nr. 270, ed. 1, 1968.
[11] *Stoica, M.* Wplyw oddzialywania pola elektryeznego zmiennego na makroslopowe wlasnosci wiel koczastecznowych materialow izolacyjnych typu PCW, okreslony przez pomiar pozionu wyladowan niezupelnych. Conferința de materiale și scheme electroizolante, Wroclaw, R. P. Polonă, 6 — 7 martie 1960.
[12] *Stoica, M.* Influența solicitărilor în cîmp electric alternativ asupra unor proprietăți macroscopice ale PVC electrotehnic, pusă în evidență prin măsurarea nivelului descărcărilor parțiale. În : Lucrările ICPE, 1970, nr. 24, p. 87 — 94.
[13] *Jeffery, P. G.* Gas analysis by gas chromatography. Oxford, 1972.

Intrat în redacție la 26.II.1975

CZ 621.314.2:537.52:621.317

DESCĂRCĂRI PARȚIALE
MĂSURAREA DESCĂRCĂRILR PARȚIALE
METODE DE ÎNCERCARE
ÎNALTĂ TENSIUNE
TRANSFORMATOR DE PUTERE

Probleme ale măsurării descărcărilor parțiale la transformatoarele de înaltă tensiune

ANDREI MARINESCU, EMIL GABER, GENA GEORGESCU ȘI DORIN POPA* — CRAIOVA

1. Introducere

În ultimul timp, problema complexă a tehnicii de măsurare și a interpretării rezultatelor măsurătorilor de descărcări parțiale (*DP*) din construcțiile izolante constituie o preocupare majoră a marilor laboratoare din lume.

Discuțiile purtate în cadrul CIGRE și CEI începînd din 1962 au evidențiat dificultățile care apar la executarea acestor încercări, în general, la echipamentul electric și în particular la transformatoare. Se recunoaște unanim că introducerea printre probele de tip sau de serie a măsurării nivelului de *DP* permite renunțarea la unele încercări clasice (de ex. tensiune indusă, tensiune aplicată), a căror legătură cu solicitarea reală din exploatarea transformatoarelor este discutabilă [1, 2].

Avantajele introducerii măsurătorii de descărcări parțiale sînt următoarele :

— încercarea este nedistructivă ; informațiile asupra calității și stabilității izolației sînt realizate la o solicitare electrică, care nu depășește mult pe cea nominală ;

— datele obținute din această măsurătoare pot constitui un instrument de definire a solicitărilor admisibile în izolație din punct de vedere al *DP*, criteriu ce este din ce în ce mai mult folosit în proiectare ;

— încercarea permite să se detecteze eventuale defecte ale izolației sau deficiențe de fabricație care, în general, nu pot fi sesizate prin alte metode în uzina constructoare [3, 4, 5] ;

— schema de încercare adaptată special poate servi la localizarea defectelor în izolația internă a transformatoarelor [3,6] ;

Cunoștințele actuale sînt încă insuficiente în probleme ca : nocivitatea *DP*, stabilirea unor nivele admisibile și, îndeosebi, metode sigure de localizare a surselor de *DP* [7, 8, 9].

Măsurarea *DP* se practică în Uzina Electroputere-Craiova de mai mulți ani la transformatoarele de distribuție [16]. În urma punerii în funcțiune a noului laborator de înaltă tensiune s-au creat condiții pentru efectuarea acestei încercări la transformatoarele de clasă de tensiune pînă la 400 kV inclusiv.

Lucrarea prezintă experiența dobîndită în domeniul tehnicii de măsură a *DP* la transformatoarele de înaltă tensiune și mare putere.

2. Circuite de măsură a DP în transformatoare

Descărcările parțiale, care se manifestă ca impulsuri de înaltă frecvență, de mică energie, se pot detecta la extremitățile înfășurărilor cu ajutorul unui circuit de cuplaj și unor aparate de măsură adecvate [10, 20, 21].

Tensiunea de încercare alternativă produsă de o sursă de înaltă tensiune (*SIT*), lipsită de descărcări parțiale, se aplică obiectului încercat (*OI*) printr-o impedanță de blocare (Z_B) care împiedică ca impulsurile de *DP* să fie șuntate de impedanța internă de valoare mică a sursei de înaltă tensiune (fig. 1).

Măsurarea *DP* la borna de înaltă tensiune a obiectului încercat se face cu ajutorul unui

* ing. *A. Marinescu* este șeful laboratorului de înaltă tensiune de la uzina „Electroputere" Craiova ; ing. *E. Gaber*, ing. *G. Georgescu* și ing. *D. Popa* sînt cercetători științifici la același laborator.

condensator de închidere C_i și a unei rezistențe de măsură R_{M1}, constituind un filtru trece-sus care blochează tensiunea înaltă de frecvență industrială. Impulsurile de tensiune corespunzătoare descărcărilor parțiale sînt transmise

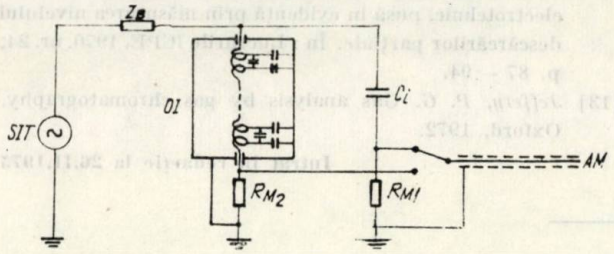


Fig. 1. Schema de măsurare a descărcărilor parțiale la cele două capete ale înfășurării unui transformator.

la bornele rezistenței R_{M1} și sînt măsurate de un aparat de măsură AM.

Măsurarea DP la borna legată la pămînt a obiectului încercat se face direct la bornele rezistenței R_{M2}.

Scheme de alimentare ale transformatorului de încercat. Circuitul de încercare folosit la măsurători pe transformatoare trifazate corespunde, în general, recomandărilor CIGRE [12], fiind adaptat în vederea măsurării simultane a DP atît în bandă largă (pC), cît și în bandă îngustă (μV).

În cazul transformatoarelor cu izolație uniformă se folosește schema din figura 2 prin alimentare cu tensiune aplicată. Un dezavantaj al acestei scheme este acela că nu este solicitată izolația longitudinală.

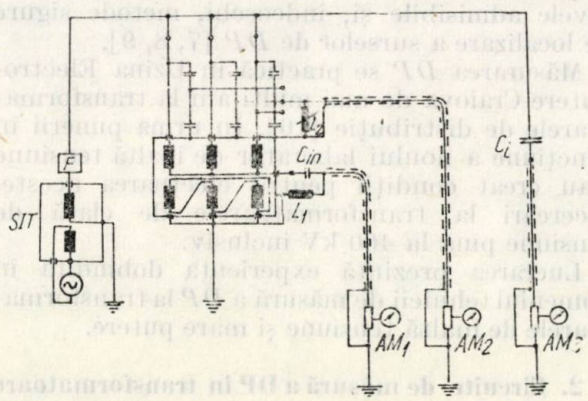


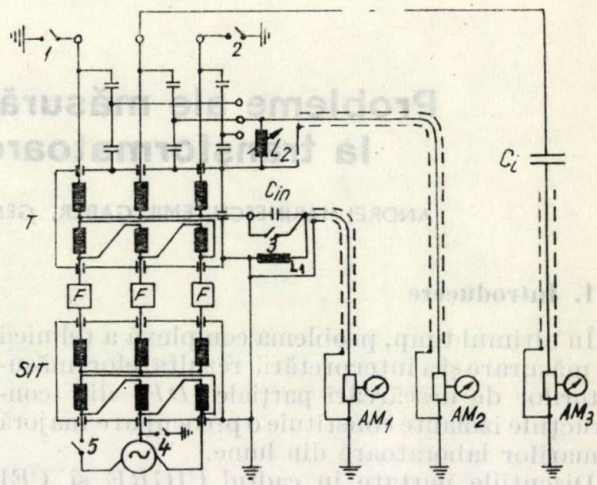
Fig. 2. Schema de măsurare a descărcărilor parțiale la un transformator alimentat cu tensiune aplicată.

În cazul încercării transformatoarelor cu izolație gradată se folosește schema din figura 3, prin alimentare cu tensiune indusă (trifazat și monofazat).

Schema de alimentare trifazată (fig. 3 a) asigură o solicitare a întregii izolații, proporțională cu cea din funcționarea normală a transformatoarelor. Ea prezintă, însă, dezavantajul că rezultatele măsurătorilor că nu se pot interpreta în toate cazurile DP, neputîndu-se diferența pe fiecare fază.

Astfel, la experimentarea unui autotrasfortor de 400 kV cu tensiune trifazată a existat un defect important pe una din faze DP de amplitudine mare de pe faza defectă (aprox. 180 000 pC) s-au transmis pe celelalte faze (bineînțeles atenuate); acest fapt nu a mai permis cunoașterea nivelului real de DP pe celelalte două faze. Acest neajuns este eliminat de schema de alimentare cu tensiune indusă monofazat, experimentată în 2 variante (fig. 3 b și c).

Varianta *c* asigură o solicitare mai bună a izolației longitudinale și transversale decît varianta *b* și de aceea a fost preferată de autori (în tabela 1 se prezintă comparația între solicitările care apar la încercarea transformatoarelor în schemele din figurile 2 și 3).



Tipul încercării	Poziție întreruptor	
	deschis	închis
a	1,2,4	3,5
b	3,5	1,2,4
c	1,2,3,4	3

Fig. 3. Schema de măsurare a descărcărilor parțiale la un transformator alimentat cu tensiune indusă.

Tabelul 1

Schema de încercare din figuri	Solicitarea izolației		
	față de masă	între înfășurări	între spire
1	$U_{înc}$	0	0
2a	$U_{înc}$	1,73. $U_{înc}$.	$U_{înc}$. /n
2b	$U_{înc}$	$U_{înc}$.	0,33 $U_{înc}$. /n
3c	$U_{înc}$	1,32. $U_{înc}$.	$U_{înc}$. /n.

Pentru obținerea unei sensibilități cît mai bune a circuitului de măsură, condensatorul de închidere C_i a fost ales de o valoare relativ mare (C_i = 1000, pF și C_{in} = 500, pF) iar inductanța reglabilă L_2 s-a introdus în paralel cu capacitatea C_2 a trecerii izolate, pentru a forma un circuit rezonant la frecvența de măsură.

Inductanța L_1 are rolul de a scurtcircuita curenții de frecvență industrială (de încărcare sau, eventual, de defect) și are o valoare suficient de mare pentru a nu influența mărimea impulsurilor de *DP* măsurate la neutru.

Aparatele de măsură a DP. Aparatele de măsură a *DP* folosite la măsurători pe transformatoare sînt de două tipuri: în bandă îngustă (*BI*) și în bandă largă (*BL*). Aparatul de măsură în bandă îngustă este un microvoltmetru selectiv, care măsoară valoarea de cvasivîrf a componentelor de o anumită frecvență ale spectrului impulsurilor de *DP*.

Aparatul de măsură în bandă largă este un amplificator cu o bandă de trecere de ordinul 20 kHz ÷ 2 MHz, urmat de un voltmetru de vîrf sau de un osciloscop catodic, care măsoară valoarea de vîrf a impulsurilor de tensiune la bornele rezistenței R_M.

Aparatele de măsură *BI* au fost primele folosite și ele au încă o largă răspîndire, deși măsurarea cu ajutorul lor implică o serie de dezavantaje, și anume:

1. Separarea impulsurilor de *DP* de perturbațiile radio din alte surse este mult îngreunată.

Acest fapt se explică prin răspunsul amplificatorului aparatului la impulsul de tensiune de *DP* Astfel, dacă se consideră circuitul din figura 1,

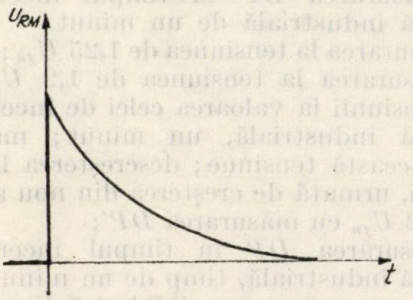


Fig. 4. Forma impulsului de tensiune la intrarea în aparatul de măsură (în circuitul din fig. 1).

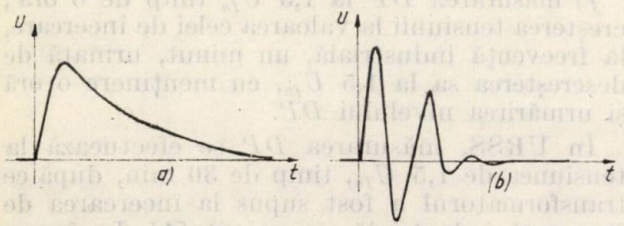


Fig. 5. Forma impulsului de tensiune la ieșirea din amplificatorul unui aparat de măsură: a) în bandă largă; b) în bandă îngustă.

în care o descărcare parțială are loc prin străpungerea uneia din capacitățile rețelei capacitive echivalente a transformatorului, forma impulsului de tensiune la bornele rezistenței R_M este cea din figura 4. Răspunsul amplificatoarelor aparatelor de măsură în *BL*, respectiv *BI*, este dat în figura 5.

După cum se vede forma impulsurilor la ieșirea din aparatul *BL* se apropie destul de mult de forma impulsului de tensiune la bornele rezistenței R_M, datorită unei descărcări parțiale. Dimpotrivă, prin folosirea unui amplificator în *BI* impulsurile de tensiune oscilografiate la ieșirea amplificatorului diferă esențial de cele la bornele rezistenței R_M și, ceea ce este mai supărător, sînt asemănătoare cu impulsurile

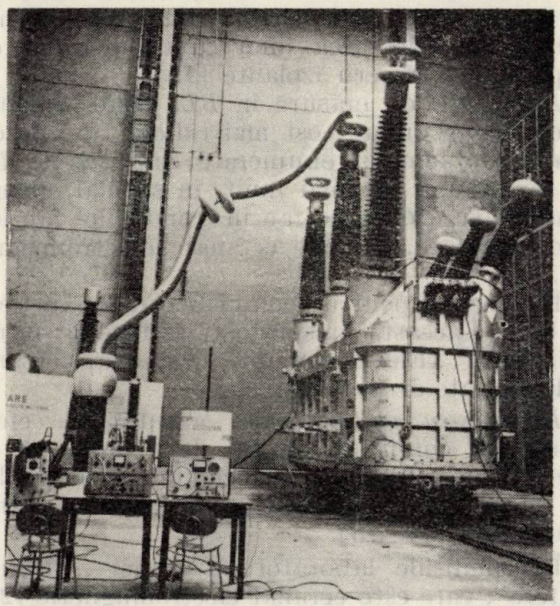


Fig. 6. Măsurarea descărcărilor parțiale la un autotransformator de 400 MVA, 400 kV.

datorite semnalelor perturbatoare. Acest lucru face dificilă recunoașterea semnalului util de diferite perturbații radio. În mod obișnuit, examinarea formei impulsurilor cu ajutorul unui osciloscop se face, din acest motiv, numai la măsurarea cu aparate *BL*.

2. Un alt inconvenient al aparatelor *BI* este acela că indicația aparatului de măsură depinde atît de mărimea *DP*, cît și de frecvența lor, prima neputîndu-se măsura cu precizie în orice situație.

3. Cu cît frecvența de măsură este mai mare, cu atît mai mare este dispersia rezultatelor obținute corespunzător diferitelor moduri de dispunere în spațiu a elementelor circuitului de măsură [3].

4. Există, în momentul de față, un consens aproape general că mărimea cea mai semnificativă a *DP* este sarcina aparentă a acestor impulsuri. În principiu, această mărime poate fi măsurată cu oricare din cele două tipuri de aparate după o etalonare corespunzătoare [12].

Practic, determinarea sarcinii aparente se face, însă, mai precis cu un aparat de măsură în bandă largă, îndeosebi datorită faptului că indicația unui aparat de măsură în *BI* depinde de frecvența de repetiție a impulsurilor de *DP*. De asemenea, determinarea sarcinii aparente

a impulsurilor de *DP* discontinue sau izolate se poate face mult mai precis, în cazul cînd măsurătoarea se face cu un aparat *BL*.

Aparatele de măsură în *BI* au totuşi şi unele avantaje: ele sînt mai puţin sensibile la existenţa perturbaţiilor, datorită faptului că se poate alege o frecvenţă de măsură la care nivelul acestora să fie redus. De asemenea, acest tip de aparat se poate folosi pentru măsurarea *DP* la borna trecerii izolate a transformatoarelor, fără micşorarea sensibilităţii circuitului de măsură, prin realizarea unui circuit acordat cu capacitatea trecerii izolante [19].

Aparatele de măsură în *BL*, fiind aparate specializate au un cost mai ridicat dar rezolvarea problemelor enumerate mai sus le fac să se impună tot mai mult, în special, atunci cînd măsurătorile se fac în condiţiile fabricii constructoare, în hale ecranate electromagnetic.

În prezent, pentru acumularea unei experienţe bogate această măsurătoare se face la întreprinderea „Electroputere" — Craiova, cu ambele aparate descrise mai sus.

Eliminarea perturbaţiilor. Măsurătorile efectuate au confirmat faptul deja observat că factorul care limitează sensibilitatea circuitului de măsură este existenţa perturbaţiilor electromagnetice [14, 15].

În condiţiile laboratorului uzinei „Electroputere", care este ecranat electromagnetic [22] nivelul de zgomot este corespunzător unei mărimi *DP* de ordinul a 1 ... 50 pC (măsurate în schema din fig. 3).

Tipurile de perturbaţii care intervin cel mai des sînt următoarele:

a) Descărcări corona în jurul vîrfurilor metalice ale bornelor de înaltă tensiune ale transformatoarelor.

Experienţa noastră arată că aceste impulsuri nu se pot deosebi prin formă (variaţie în timp) de impulsurile de *DP* în izolaţia electrică, ci doar prin polaritate şi raportul dintre amplitudinea impulsurilor pozitive şi negative.

Pentru ecranarea bornelor de 400 kV, la „Electroputere" se folosesc electrozi dublu toroidali cu $D_{ext} = 900$ mm şi $D_{int} = 400$ mm distanţaţi la 500 mm (fig. 5). Conducta de înaltă tensiune pînă la C_i are $D_{ext} = 350$ mm. Pentru bornele de 220 kV, ecranele folosite au $D_{ext} = 800$ mm.

Tensiunea de apariţie a efectului corona în această dispunere la electrozi depăşeşte tensiunile de încercare folosite la măsurătorile de *DP* în transformatoare.

Tot în această categorie intră şi impulsurile perturbatoare care apar în circuitul de măsură, datorită existenţei în apropierea conductorilor de înaltă tensiune a unor obiecte metalice care nu au fost puse la pămînt. Singura soluţie a fost îndepărtarea la o distanţă suficientă a acestor obiecte, scurtcircuitarea şi legarea lor sigură la pămînt.

b) Perturbaţiile radio datorită posturilor de radiodifuziune, motoarelor electrice sau altor surse de zgomote radioelectrice aflate în vecinătatea circuitului de măsură şi perturbaţii radio provenite prin conducţie din reţeaua de alimentare a transformatorului de încercat.

În acest ultim caz se folosesc filtre *LC*, realizarea cărora este destul de dificilă deoarece sînt necesare condensatoare lipsite de *DP* la tensiuni mari (35 kV) şi inductanţe parcurse de curenţi de alimentare relativ mari (20 ÷ 60 A).

S-au obţinut rezultate mulţumitoare cu un filtru *LC* de tip II, realizat în laborator.

3. Metode de încercare

Ca metodă de încercare s-a luat în consideraţie interesul crescînd pe care îl prezintă în Europa şi America propunerea de înlocuire a încercării la tensiune alternativă ridicată (peste 2,5 U_{fn}), timp de un minut cu încercarea la tensiune alternativă redusă (1,2 ÷ 1,7 U_{fn}), un timp mai lung (peste 30 min) însoţită de măsurarea *DP* [1, 4, 8, 9, 17, 19].

Astfel, în America de Nord se utilizează mai multe metode de încercare [17] şi anume:

a) măsurarea *DP* în timpul încercării la frecvenţă industrială de un minut;

b) măsurarea la tensiunea de 1,25 U_{fn};

c) măsurarea la tensiunea de 1,2 U_{fn}; creşterea tensiunii la valoarea celei de încercare, la frecvenţă industrială, un minut; măsurarea *DP* la această tensiune; descreşterea la zero a tensiunii, urmată de creşterea din nou a tensiunii la 1,2 U_{fn} cu măsurarea DP';

d) măsurarea *DP* în timpul încercării la frecvenţă industrială, timp de un minut; coborîre la zero; măsurarea *DP* la 1,5 U_{fn} timp de o oră;

e) măsurarea *DP* la 1,5 U_{fn} timp de o oră;

f) măsurarea *DP* la 1,5 U_{fn} timp de o oră; creşterea tensiunii la valoarea celei de încercare, la frecvenţă industrială, un minut, urmată de descreşterea sa la 1,5 U_{fn}, cu menţinere o oră şi urmărirea nivelului *DP*.

În URSS, măsurarea *DP* se efectuează la tensiunea de 1,5 U_{fn}, timp de 30 min, după ce transformatorul a fost supus la încercarea de frecvenţă industrială, un minut [4]. La încercările de tip durata de menţinere sub tensiune se măreşte la 4...6 ore. Măsurarea nivelului de *DP* este considerată, deci, ca o încercare suplimentară a transformatorului.

În Suedia se efectuează următoarea succesiune de încercări: după încercările de impuls, supratensiuni de comutaţie şi cu tensiune alternativă un minut, se măsoară nivelul de *DP* la tensiunea (1,3 — 1,5) U_{fn}, însă nu imediat după încercarea precedentă [18].

În Anglia se măsoară nivelul de *DP* în timpul aplicării tensiunii de încercare la frecvență industrială un minut și în timpul unei încercări speciale de lungă durată la $(1{,}2 \div 1{,}5)\ U_{fn}$ [8].

Menționăm că aceste încercări se efectuează, în prezent, în condițiile în care nu a apărut încă un standard internațional, care să impună înlocuirea încercării cu tensiune alternativă mărită, un minut. Majoritatea țărilor, însă, optează pentru înlocuirea acestei încercări cu o încercare de tensiune alternativă de valoare $(1{,}3 \div 1{,}7)\ U_{fn}$, timp de 30 minute $\div$ 2 ore, cu urmărirea nivelului de *DP*, sau cu o încercare la supratensiuni de comutație cu măsurarea nivelului de *DP* înainte și după încercare [7, 8, 9, 10].

În cadrul uzinei Electroputere, măsurătorile de *DP* la transformatoarele de forță s-au efectuat după menținerea transformatoarelor în gol la tensiunea nominală timp de 2—8 ore, în funcție de puterea și tensiunea nominală a transformatoarelor, timp în care se consideră realizată stabilizarea izolației.

În condițiile actuale, de menținere a probelor clasice de izolație înainte și după aceste încercări se efectuează măsurătoarea de *DP*. Creșterea importantă a nivelului de *DP*, față de măsurătorile inițiale, se poate datora inițierii unui proces de degradare a izolației, care se continuă în exploatare.

Deoarece în majoritatea sistemelor energetice actuale se realizează o protecție împotriva supratensiunilor temporare, reglată la nivelul $(1{,}3 - 1{,}4)\ U_{fn}$, la Electroputere s-a adoptat ca tensiunea de încercare la *DP* să fie de $1{,}3\ U_{fn}$. La baza adoptării acestei tensiuni de încercare au stat atît experiența internațională în acest domeniu, care arată că *DP* declanșate de creșteri de tensiune pînă la nivelul $1{,}5\ U_{fn}$, limitate de protecția rețelei la durate de cîteva secunde, nu duc la efecte remanente [18], cît și experimentările proprii, unde s-au realizat următoarele cicluri de încercare: după menținerea tensiunii de $1{,}3\ U_{fn}$, timp de 1/2 h, s-a ridicat tensiunea la $1{,}5\ U_{fn}$ timp de 10 *s* și s-a revenit la $1{,}3\ U_{fn}$; acest ciclu s-a repetat de 10 ori, constatîndu-se că nivelul măsurat inițial nu se modifică. În perspectiva înlocuirii probelor clasice de izolație, la Electroputere, măsurarea *DP* s-a făcut prin menținerea tensiunii $1{,}3\ U_{fn}$ timp de 1 h. Urmărirea evoluției *DP* în acest interval a permis să se tragă concluzii utile.

Problema nivelului admisibil de *DP* este una din problemele cele mai controversate în momentul de față. În timp ce unii specialiști afirmă că stabilirea unui nivel admisibil este imposibil de acceptat, ținînd seamă de complexitatea fenomenului și imperfecțiunea aparaturii de măsurare, alții încearcă să normeze această valoare în funcție de clasa de tensiune nominală și tensiunea de încercare [4, 10, 17]. Alți cercetători susțin că este mult mai realist să se urmărească variația nivelului de *DP* în timp și în funcție de tensiune (ciclul de histerezis).

Măsurarea comparativă a nivelului de *DP* ale fazelor transformatorului pentru detectarea deficiențelor de montaj sau de execuție, oferă *posibilități largi de apreciere a calității izolației* astfel, montarea excentrică a unei ieșiri de înaltă tensiune și lipsa potențializării unui ecran de uniformizare a cîmpului electric pe una din fazele unui transformator de 400 kV a fost imediat sesizată printr-un nivel mult mai mare de *DP*, în comparație cu fazele vecine (măsurare în schema din fig. 3 c). De aceea se apreciază că măsurarea absolută a nivelului de *DP* este utilă, în special, la punerea la punct a prototipurilor, sau la depistarea transformatoarelor defecte, care au nivele de *DP* mult mai mari decît valorile de referință obținute la alte transformatoare din serie.

4. Determinarea valorii reale a DP

Una din cele mai dificile probleme ale măsurătorii de *DP* la transformatoare este estimarea mărimii reale a *DP* din izolația transformatorului, prin măsurători făcute la bornele acestuia. Oscilațiile de înaltă frecvență care apar la locul descărcării se transmit atenuate la borna unde se face măsurătoarea, atenuare care depinde în principal, de constantele bobinajului: capacitatea totală (C) față de pămînt și capacitatea totală (K) între spire (fig. 7).

Aceste capacități diferă de la un tip de bobinaj la altul. Factorul de atenuare S care indică ce amplitudine trebuie să aibă descărcarea,

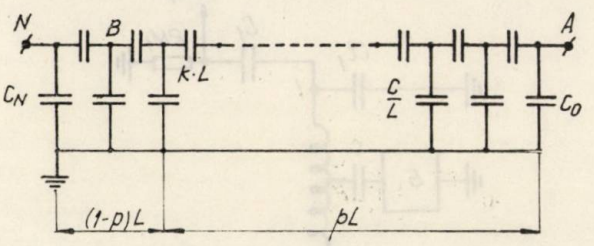


Fig. 7. Schema capacitivă echivalentă a înfășurării unui transformator:

A — capătul de linie al înfășurării; N — capătul de neutru al înfășurării C_N — capacitatea față de masă a neutrului; L — lungimea înfășurării; p — fracțiunea din lungimea înfășurării raportată la capătul A; B — locul unde apare o descărcare parțială.

într-un punct dat al bobinajului, pentru ca la bornele la care se face măsurătoarea să se măsoare o amplitudine egală cu unitatea [4] este dat de relația:

$$S = \frac{ch\ \alpha}{ch\ (1-p)\ \alpha} \cdot \frac{R + th\ \alpha}{R + th\ (1-p)\ \alpha},$$

unde:

$$\alpha = \sqrt{\frac{C}{K}} \text{ și } R = \sqrt{\frac{CK}{C_{ei}}};$$

p este locul de apariție a DP, măsurat în unități relative;

C_{ei} — $C_{ti} - C_i + C_0$ $i = 1, 2, 3$;

C_0 — capacitatea față de masă a intrării bobinajului (fig. 7);

C_{ti} — capacitatea trecerii izolate (fig. 9);

C_i — capacitatea condensatorului de închidere a DP (fig. 9).

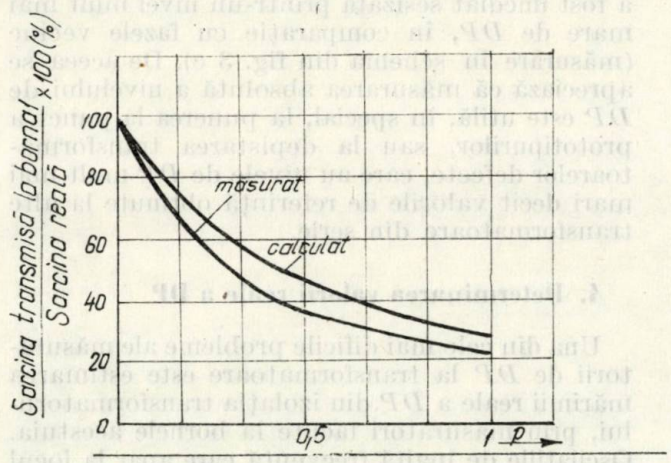


Fig. 8. Dependența factorului de atenuare de locul de apariție a descărcării parțiale pentru un bobinaj întrețesut.

Deci, dacă la o măsurătoare de DP la un transformator se determină sarcina q la borna acestuia, teoretic, la locul de descărcare sarcina are valoarea $q.S$. Mărimea DP, măsurată la

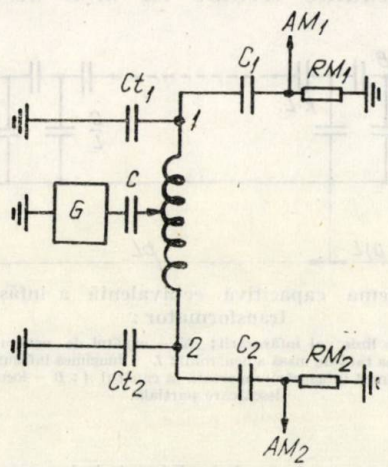


Fig. 9. Măsurarea atenuării pe modelul de înfășurare: G — generator de impulsuri dreptunghiulare; C — capacitatea condensatorului de cuplaj; C_{ti} — capacitatea trecerii izolate; C_i — capacitatea condensatorului de închidere a descărcărilor parțiale; R_{Mi} — rezistențe de măsurare; $i = 1,2$.

borne, este influențată direct de tipul înfășurării. În laboratorul de înaltă tensiune al uzinei Electroputere s-au studiat bobinajele de tip întrețesut, întrucît acestea sînt cele mai folosite la transformatoarele de mare putere și înaltă tensiune. Repartiția tensiunii în momentul descărcării, la acest tip de bobinaj, este aproximată cel mai bine de o repartiție pe o rețea capacitivă, cum este cea din figura 7. Astfel, pentru a estima mărimea reală a DP, în izolația față de masă, la un autotransformator de 400 kV prin măsurători făcute la bornele lui, s-a calculat teoretic și s-a determinat factorul de atenuare. Mărimea lui, în funcție de poziția DP în bobinaj, este dată în figura 8. Determinarea practică a atenuării s-a realizat printr-o etalonare conform CEI 270 — 1968 [11]. Sarcina măsurată pe rezistență R_{Mi} (fig. 8) este dată de relația [15]:

$$q_{mi} = \frac{1}{1 + \dfrac{C_{ti} + \sqrt{CK}}{C_i}} q_i; \; i = 1, 2, 3.$$

În cazul analizat avînd în vedere că atenuarea este mai mică ($S = 1 \ldots 4$) se poate aproxima, fără teama de a comite o eroare grosolană, sarcina reală cu sarcina q_i de la borna transformatorului. (În cazul transformatoarelor cu înfășurări de tipul continuu simplu, caracterizate prin α mare, această aproximație nu este posibilă). O localizare aproximativă a sursei de DP este posibilă, făcînd măsurători la ambele capete ale înfășurării. Pentru aceasta se modelează înfășurarea transformatorului și se aplică o sarcină cunoscută în diferite puncte ale înfășurării, măsurînd sarcina ce se transmite la bornele *1* și *2*. În felul acesta este posibilă trasarea unei curbe ca aceea din figura 10.

În laborator s-a folosit modelul electromagnetic al înfășurării autotransformatorului de 400 kV [13] pentru a putea compara curba obținută pe model cu cea obținută pe o înfășurare reală. Posedînd o curbă ca aceasta, pentru fiecare tip de înfășurare, la executarea unei măsurători de DP pe un transformator se poate stabili, cu aproximație, sursa de DP prin raportarea indicației aparatului montat la borna *1* cu cea a aparatului de la borna *2* și compararea acestui raport (obținut la o anumită treaptă de tensiune) cu cel obținut în cazul măsurătorii efectuate pe model. Această metodă a dat bune rezultate în practică.

De exemplu, la un autotransformator de 400 kV, care trecuse cu bine probele clasice (impuls, tensiune aplicată etc.), nivelul mare înregistrat pe una din faze a dus la necesitatea localizării defectului prin metoda de mai sus. La demontare s-a adeverit că locul defect este situat la borna de 231 kV, așa cum rezultase și din localizarea făcută. Această metodă de localizare a DP este utilă, îndeosebi, pentru transformatoarele cu α mare, la care sarcina identificată la borne diferă foarte mult de sarcina de la locul de defect. Totodată, metoda

are limitele ei, în sensul că, este utilă dacă există o singură sursă de *DP*, sau dacă sînt mai multe surse, dintre care una are un nivel mult mai mare decît celelalte.

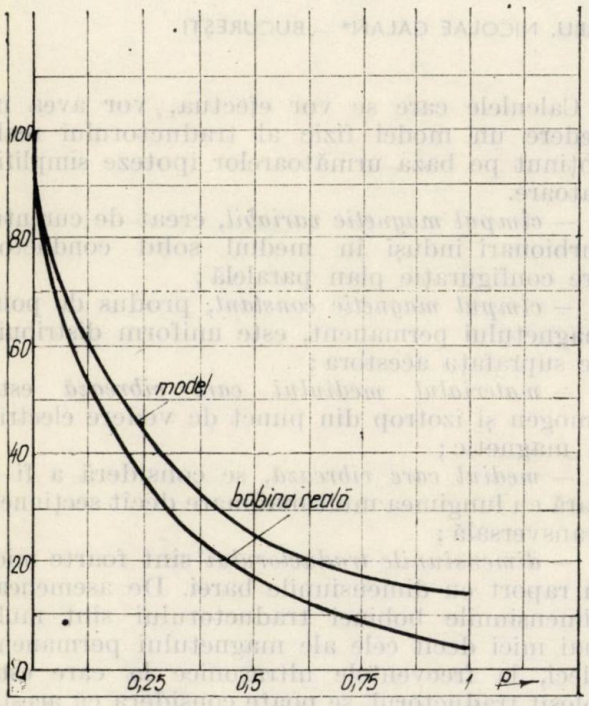


Fig. 10. Localizarea descărcărilor simulate într-o bobină reală și pe modelul electromagnetic al acesteia prin măsurători făcute la ambele capete ale bobinei:

$$K_0 = \frac{\text{sarcina transmisă la borna 1 pentru } p = 0}{\text{sarcina transmisă la borna 2 pentru } p = 0};$$

$$K_p = \frac{\text{sarcina transmisă la borna 1 pentru } p \neq 0}{\text{sarcina transmisă la borna 2 pentru } p \neq 0}.$$

Concluzii

1. În baza măsurătorilor de *DP*, făcute pe un mare număr de transformatoare din producția uzinei Electroputere, se recomandă ca încercarea să se facă într-o schemă monofazată (fig. 3 c), care asigură o solicitare mai apropiată de condițiile de funcționare și o interpretare mai bună a rezultatelor măsurătorilor. Măsurarea *DP* în bandă largă este preferată celei în bandă îngustă, datorită preciziei de măsură și ușurinței de separare a semnalului util de perturbații.

2. Se propune ca încercarea la *DP* să se facă numai după stabilizarea izolației transformatorului, prin menținere sub tensiune un timp suficient.

3. Nivelul tensiunii de încercare la *DP* folosit la Electroputere este de 1,3 U_{fn} menținut timp de 1 h. În acest timp nivelul de *DP* nu trebuie să prezinte tendințe de creștere.

4. Se discută metoda de localizare a *DP* prin măsurători făcute la cele două capete ale unei înfășurări.

5. Experiența dobîndită în cadrul uzinei Electroputere, prin introducerea încercării la *DP* a transformatoarelor de mare putere și înaltă tensiune, poate contribui la standardizarea metodei de măsură a *DP* în R. S. R.

Bibliografie

[1] *Dix, J. W.* Partial discharge measurement and its impact on alternating over — potential test on transformers. Conference on diagnostic testing of high voltage power ap. in service, London, 1972.

[2] Transformateurs de puissance CEI 14 (Secretariat 91), mai 1972.

[3] *Koenig, I.* Beurteilung von Entladungsvorgängen in Hochspannungsgeräten. În: Elektrie, 1960, nr. 5, p. 153 — 156.

[4] *Lizunov, S.* și *Frid, E.* Izmerenie ceasticinih razriadov v transformatorov. În: Elektricestvo, nr. 10. p. 45—48.

[5] *Wetzel, R.* Teilentladungen in Transformatoren und Modellen În: Bull. Oerlikon, nr. 383, 1968, p. 280 — 286.

[6] Questionaire on power frequency voltage tests transformers with partial discharge measurements. CIGRE sc-12 WG 01 1973-2.

[7] *Wherry, F.* The significance of corona measurements on transformers În: TIEEE — PAS, **87**, nr. 11, 1968, p. 132 — 136.

[8] *James, R.* Discharge detection in high — voltage power transformers. În: Proc. IEE **117**, nr. 7, 1970, p. 1352 — 1362.

[9] *Praehauser, Th.* Ionisationsmessung (Teilentladungsmessung) Hochspannungsapparaten — eine Stuckprüfung? În: Elektrotechnik und Maschinenbau **86**, nr. 5, 1969, p. 194 — 201.

[10] *Gurin, V., Calinicenco, I.* Ceasticinie razriadi v izolații visokovoltnih transformatorov. În: Elektricestvo, nr. 3, 1971, p. 20 — 25.

[11] Mesure des décharges partielles. CEI 270, 1968.

[12] Recommandations pour la mesure des décharges partielles dans les transformateurs de puissance et les reactances. CIGRE — sc. 12 WG 01—1971.

[13] *Răducan, I.* Determinarea repartiției tensiunii de impuls în transformatoarele de putere. Utilizarea modelului electromagnetic În: Electrotehnica **21**, nr. 10, 1973, p. 373 — 378.

[14] *Hartill, E., Smith, L.* Some aspects of internal corona discharges in transformers. În: CIGRE, 1962, Rapp. 102.

[15] *Hylten, N., Cavallius, J., Fruxell.* Corona in power transformers and associated test problems. Rapp. 104, CIGRE, 1962.

[16] *Marinescu, A., Popescu, S.* Ciclul de histerază al nivelului de DP — indiciu asupra stării izolației transformatoarelor În: Electrotehnica **16**, nr. 2, 1968, p. 41 — 48.

[17] *Moore, H.* Futures procédures d'essais a haute tension possibles pour les transformateurs, en particulier vis-a-vis de l'application des mesures de décharge partielle. CIGRE, Com. 12, Gr. Transformateurs, sep. 1973.

[18] *Hessen, P., Lampe, W.* Partial discharges triggered by switching surge in power transformers. În: TIEEE — PAS, nr. 5, (1972) p. 1225 — 1234.

[19] *Narbut, P.* Transformer corona measurement using condensen busching tap and resonant measuring circuits. În: TIEEE — PAS, nr. 8, 1965, p. 652 — 657.

[20] *Avramescu, A., Popescu, C. și Andreescu, M.* Problemele descărcărilor parțiale în transformatoare. În: Electrotehnica **14**, nr. 11, 1966, p. 381 — 393.

[21] *Tănăsescu, Fl.* Oscilograme caracteristice pentru descărcări parțiale. În: Electrotehnica **17**, nr. 1, 1969, p. 25—30.

[22] *Marinescu, A.* Ecranarea electromagnetică a Laboratorului de înaltă tensiune de la Electroputere Craiova. În: Electrotehnica **21**, nr. 5, 1973, p. 169 — 180.

Intrat în redacție la 21.III.1974

CZ 534.321.9

BOBINĂ TRADUCTOR
METODA DE CALCUL
T.E.M. INDUSĂ
TRADUCTOR INDUCTIV
VIBRAȚII

Traductorul inductiv de vibrații

OVIDIU DRĂGAN, CONS. GHIȚĂ, ARCADIE SÎRBU, NICOLAE GALAN* — BUCUREȘTI

1. Introducere

Necesitățile actuale impun tot mai mult studiul și măsurarea vibrațiilor mecanice de diferite amplitudini și frecvențe, în corpuri solide.

În literatură se prezintă, din punct de vedere constructiv, o largă gamă de traductoare pentru măsurarea vibrațiilor mecanice [1], [2], [3]. J. Herbertz [4] și E. Dobbs [5] au realizat traductoare inductive destinate măsurării vibrațiilor în medii solide.

Principalele avantaje ale traductorului inductiv sînt: siguranță mare în funcționare, preț de cost redus și execuție simplă.

Deoarece pînă în prezent nu există o metodă de calcul unitară a traductoarelor inductive de vibrații, lucrarea își propune să găsească expresia generală a tensiunii electromotoare, indusă în bobina traductorului, a cărei valoare este necesară, pentru determinarea amplitudinii de vibrație.

2. Calculul traductorului

Traductorul de vibrații, a cărui schemă de principiu este prezentată în figura 1 se compune, în esență, dintr-un magnet permanent *a*, în formă de potcoavă și o bobină *b*, avînd *N*

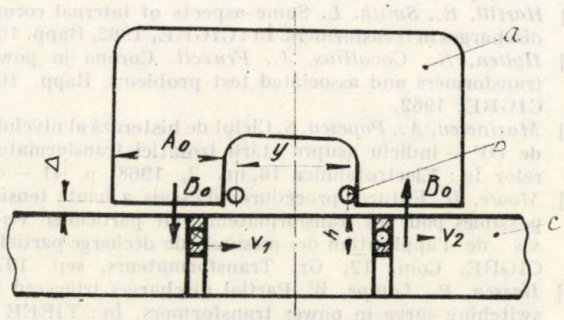


Fig. 1. Secțiunea transversală prin traductor.

spire, dispusă între cei doi poli ai magnetului. Poziția de lucru a traductorului față de mediul solid *c*, în care se măsoară vibrațiile se vede în figura 1.

Calculele care se vor efectua, vor avea în vedere un model fizic al traductorului real, obținut pe baza următoarelor ipoteze simplificatoare.

— *cîmpul magnetic variabil*, creat de curenții turbionari induși în mediul solid conductor are configurație plan paralelă;

— *cîmpul magnetic constant*, produs de polii magnetului permanent, este uniform distribuit pe suprafața acestora;

— *materialul mediului care vibrează* este omogen și izotrop din punct de vedere electric și magnetic;

— *mediul care vibrează*, se consideră a fi o bară cu lungimea mult mai mare decît secțiunea transversală;

— *dimensiunile traductorului* sînt foarte mici în raport cu dimensiunile barei. De asemenea, dimensiunile bobinei traductorului sînt mult mai mici decît cele ale magnetului permanent (deci, la frecvențele ultrasonice la care este folosit traductorul, se poate considera că acesta este sensibil numai la vibrațiile longitudinale ale barei. Se neglijează tensiunile electromotoare induse de vibrațiile transversale, întrucît au valori mici);

— *adîncimea de pătrundere* a curenților turbionari în mediul care vibrează se calculează ca în cazul teoriei efectului pelicular [6];

— *bara care vibrează*, se consideră plană, în imediata vecinătate a traductorului.

În această situație, liniile cîmpului inductor util nu intersectează suprafața plană mărginită de bobină și, deci, chiar dacă acesta ar fi variabil în timp, el nu ar induce tensiuni electromotoare în bobină. Totuși, cîmpul magnetic inductor nu se preferă a fi variabil în timp, deoarece prin cîmpul de dispersie al circuitului magnetic s-ar influența valoarea tensiunii electromotoare indusă în bobină. Din acest motiv, se folosește un cîmp magnetic constant dat de magnetul permanent.

Se consideră că mediul solid, prin care se propagă vibrațiile longitudinale, este format din elemente paralelipipedice de secțiune infinit mică $h\,dx$ (fig. 2) în care h reprezintă adîncimea de pătrundere a curenților turbionari în mediul care vibrează. Dacă aceste elemente paralelipipedice care vibrează sînt intersectate de liniile cîmpului magnetic inductor, atunci în ele se vor induce tensiuni electromotoare, care depind de parametrii vibrațiilor longitudinale. În figura 1

* Dr. ing. *Drăgan, O.* este cercetător principal la Institutul de cercetări metalurgice, ing. *Ghiță C.* este asistent la I. P. B., ing. *Sîrbu A.* este director la I. P. C. D., iar dr. ing. *Galan N.* este șef de lucrări la Catedra de mașini electrice a I. P. — București

se prezintă cazul general în care elementele paralelipipedice de sub cei doi poli ai magnetului permanent au viteze diferite v_1 și v_2. În cazul particular în care axa magnetului permanent trece printr-un nod al barei care vibrează, se

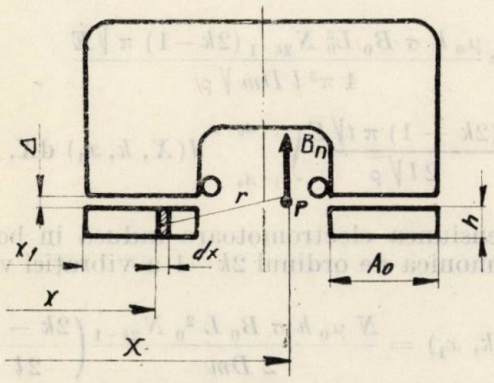


Fig. 2. Referitoare la calculul inducției magnetice într-un punct oarecare al bobinei.

constată că vitezele v_1 și v_2 a două elemente paralelipipedice simetrice față de această axă, verifică relația :

$$v_1 = -v_2. \tag{1}$$

În acest caz, tensiunile electromotoare rezultante, induse în elementele paralelipipedice de sub cei doi poli ai magnetului permanent sînt egale și de sens contrar. Curentul produs de aceste tensiuni dă naștere unui cîmp magnetic, al cărui flux rezultant, printr-o suprafață mărginită de bobina b este nul, și deci în dreptul nodului, tensiunea electromotoare indusă în bobina traductorului este nulă. În maximele de vibrație această tensiune este maximă. Pentru modelul fizic ales, se calculează tensiunea electromotoare indusă în bobina traductorului de fluxul magnetic al curenților turbionari din bara care vibrează. Deplasarea $u(x, t)$ a paralelipipedului elementar, situat la distanța x (fig. 2) verifică ecuația diferențială cu derivate parțiale [7].

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = \frac{\rho}{E} \cdot \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}, \tag{2}$$

în care : ρ este densitatea barei care vibrează, iar E este modulul de elasticitate al acesteia. Soluția ecuației (2) se află scriind că $u(x, t)$ este produsul a două funcțiuni, una numai de x, alta numai de t.

$$u(x, t) = \underset{\lambda}{S} f_{1\lambda}(x) f_{2\lambda}(t), \tag{3}$$

unde : cu $\underset{\lambda}{S}$ s-a notat superpoziția soluțiilor particulare :

$$u_\lambda(x, t) = f_{1\lambda}(x) \cdot f_{2\lambda}(t). \tag{4}$$

Efectuînd operațiile de integrare, se obține soluția :

$$u(x, t) = \underset{\lambda}{S} \left(M_\lambda \cos \sqrt{\frac{\rho \lambda^2}{E}}\, x + N_\lambda \sin \sqrt{\frac{\rho \lambda^2}{E}}\, x \right) \sin \lambda t, \tag{5}$$

în care, cele două constante de integrare M_λ și N_λ se află în funcție de condițiile de rezemare a barei și duc la determinarea pulsațiilor proprii ale acesteia. În continuare, se va trata bara încastrată la un capăt și liberă la celălalt, în care caz ecuația (5) devine :

$$u(x, t) = \sum_{k=1}^{\infty} \left[N_{2k-1} \sin \frac{(2k-1)\pi x}{2l} \sin \frac{(2k-1)\pi t \sqrt{E}}{2l\sqrt{\rho}} \right], \tag{6}$$

în care : l este lungimea barei, iar constantele N_{2k-1} se vor determina din condiția inițială a problemei :

$$\left. \frac{\partial u(x, t)}{\partial t} \right|_{t=0} = \varphi(x), \tag{7}$$

prin dezvoltare în serie Fourier a funcției $\varphi(x)$ și prin identificare cu soluția (6). Pentru alte condiții de rezemare a barei, constantele N_{2k-1} și pulsațiile proprii se vor afla asemănător [7]. Se va calcula la început tensiunea electromotoare indusă în elementul paralelipipedic din figura 3, de armonica de ordinul $2k-1$ a vibrației din

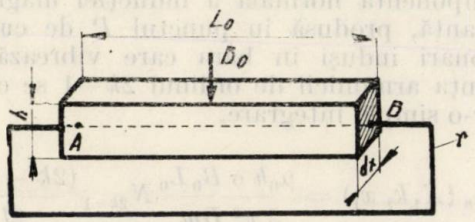


Fig. 3. Vederea dreptunghiului elementar.

bara considerată. Viteza v_{2k-1} cu care se deplasează acest element sub influența armonicii de ordinul $2k-1$, are expresia :

$$v_{2k-1} = N_{2k-1} \frac{(2h-1)\pi}{2l} \cdot \sqrt{\frac{E}{\rho}} \sin \frac{(2k-1)\pi x}{2l} \cos \frac{(2k-1)\pi t \sqrt{E}}{2l\sqrt{\rho}}; \tag{8}$$

Aplicînd legea inducției electromagnetice pe curba γ care trece prin paralelipipedul elementar și se închide prin exterior, așa cum se indică în figura 3, se obține :

$$(U_{AB})_{2k-1} = \oint_\gamma (\bar{v}_{2k-1} \times \bar{B}_0)\, d\bar{s} = B_0 L_0 v_{2k-1}, \tag{9}$$

unde : B_0 reprezintă inducţia produsă de magnetul permanent, iar dimensiunea L_0 se consideră egală cu grosimea magnetului permanent în direcţia conductorului bobinei. Se aplică legea conducţiei electrice pe circuitul pe care se închide curentul turbionar produs de tensiunea $(U_{AB})_{2k-1}$, corespunzător unui paralelipiped elementar şi se obţine :

$$\mathrm{d}I_{2k-1} = \frac{(U_{AB})_{2k-1}}{\pi\, m\, D} \cdot h\, \sigma\, \mathrm{d}x, \qquad (10)$$

în care : D este diametrul barei (sau diametrul echivalent al barei în cazul unei bare prismatice), h este adîncimea de pătrundere a curenţilor turbionari, σ este conductivitatea electrică a barei şi m este un coeficient care se defineşte ca fiind raportul dintre lungimea reală a liniei de închidere a curentului turbionar real şi perimetrul secţiunii transversale a barei, coeficient care se determină experimental.

Se consideră acum un punct P din planul bobinei definit de coordonata X (fig. 2). În acest punct curentul elementar $\mathrm{d}I_{2k-1}$ produce un cîmp magnetic a cărui componentă normală, pe planul bobinei, conform legii circuitului magnetic, este dată de relaţia :

$$\mathrm{d}B_{2k-1,n} = \frac{X-x}{r^2} \cdot \mu_0\, \frac{h\, \sigma\, B_0 L_0\, v_{2k-1}}{2\,\pi^2\, Dm} \cdot \mathrm{d}x. \qquad (11)$$

Componenta normală a inducţiei magnetice rezultantă, produsă în punctul P de curenţii turbionari induşi în bara care vibrează sub influenţa armonicii de ordinul $2k-1$ se obţine printr-o simplă integrare.

$$B_{2k-1,n}(X,k,x_1) = \frac{\mu_0 h\, \sigma\, B_0 L_0}{2\,\pi^2\, Dm} N_{2k-1} \frac{(2k-1)\,\pi}{2l} \cdot$$

$$\cdot \sqrt{\frac{E}{\rho}} \cos \frac{(2k-1)\pi\, t\sqrt{E}}{2\, l \sqrt{\rho}}\, I(X,k,x_1), \qquad (12)$$

unde s-a notat :

$$I(X,k,x_1) = \left[\int_{x_1}^{x_1+A_0} \frac{X-x}{(X-x)^2 + \left(\Delta + \frac{h}{2}\right)^2} \cdot \right.$$

$$\cdot \sin \frac{(2k-1)\pi\, x}{2l}\, \mathrm{d}x +$$

$$+ \int_{x_1+A_0+y}^{x_1+2A_0+y} \frac{x-X}{(X-x)^2 + \left(\Delta + \frac{h}{2}\right)^2} \cdot$$

$$\left. \cdot \sin \frac{(2k-1)\,\pi\, x}{2l}\, \mathrm{d}x \right]. \qquad (13)$$

Fluxul magnetic prin suprafaţa plană mărginită de conturul unei spire va fi :

$$\Phi_{2k-1}(k,x_1) = \int_s B_{2k-1,n}\, L_0\, dX =$$

$$= \frac{\mu_0\, h\, \sigma\, B_0\, L_0^2\, N_{2k-1}\, (2k-1)\,\pi \sqrt{E}}{4\,\pi^2\, l\, Dm \sqrt{\rho}} \qquad (14)$$

$$\cdot \cos \frac{(2k-1)\,\pi\, t\sqrt{E}}{2\, l \sqrt{\rho}} \int_{x_1+A_0}^{x_1+A_0+y} I(X,k,x_1)\, \mathrm{d}X,$$

iar tensiunea electromotoare indusă în bobină de armonica de ordinul $2k-1$ a vibraţiei va fi :

$$e_{2k-1}(k,x_1) = \frac{N\, \mu_0\, h\, \sigma\, B_0\, L^2{}_0\, N_{2k-1}}{2\, Dm} \left(\frac{2k-1}{2l}\right)^2 \cdot$$

$$\cdot \frac{E}{\rho} \sin \frac{(2k-1)\,\pi\, t\sqrt{E}}{2\, l \sqrt{\rho}}\, I_1(k,x_1), \qquad (15)$$

în care : N reprezintă numărul de spire ale bobinei traductorului iar cu $I_1(k,x_1)$ s-a notat integrala :

$$I_1(k,x_1) = \int_{x_1+A_0+y}^{x_1+A_0} I(X,k,x_1)\, \mathrm{d}X. \qquad (16)$$

Valoarea efectivă a tensiunii electromotoare e_{2k-1} se deduce cu ajutorul relaţiei :

$$E_{2k-1}(k,x_1) =$$

$$= \frac{\mu_0\, N\, h\, \sigma\, B_0\, L_0^2\, N_{2k-1}\, (2h-1)^2\, E}{8 \sqrt{2}\, l^2\, \rho\, Dm} I_1(k,x_1). \qquad (17)$$

Tensiunea electromotoare rezultantă, produsă în bobină de întregul spectru al vibraţiilor barei, se determină în valoare efectivă, după relaţia :

$$E_r(x_1) = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} E_{2k-1}^2(k,x_1)}. \qquad (18)$$

Avînd în vedere că, în practică, dimensiunile A_0, x_1, y sînt mici, în raport cu celelalte dimensiuni, se poate găsi o expresie simplificată pentru tensiunea electromotoare indusă. În acest caz, se poate considera că componenta normală a inducţiei magnetice este constantă în interiorul suprafeţei bobinei şi egală cu valoarea din centrul suprafeţei. De asemenea, viteza fiind o funcţie continuă în timp, se consideră că elementele paralelipipedice de sub cei doi poli ai magnetului permanent vibrează cu aceeaşi viteză :

$$v_1 = v_2 = v, \qquad (19)$$

în care : v este viteza paralelipipedului din axa bobinei. Se consideră că bara este excitată din exterior la rezonanţă, încît suma din relaţia (18) să se reducă la un singur termen. Avînd în vedere toate aceste simplificări, relaţia (13), devine

$$I(x_1) = \frac{A_0(A_0 + y)}{\left(\frac{(A_0 + y)}{2}\right)^2 + \left(\Delta + \frac{h}{2}\right)^2} \cdot \sin \frac{\pi(2k-1)\left(x_1 + \frac{A_0}{2}\right)}{2l}, \quad (20)$$

iar relaţia (16) se scrie :

$$I_1(x_1) = y\, I(x_1). \quad (21)$$

Valoarea efectivă a tensiunii electromotoare rezultantă se scrie, în acest caz, sub forma :

$$E_r(x_1) = \frac{\mu_0 N N_{2k-1} h \sigma B_0 L_0^2 E}{8\sqrt{2}\, l^2 \rho Dm} (2k-1)_y^2 \cdot \frac{A_0(A_0 + y)}{\left(\frac{A_0+y}{2}\right)^2 + \left(\Delta + \frac{h}{2}\right)^2} \sin \frac{\pi(2k-1)\left(x_1 + \frac{A_0}{2}\right)}{2l}. \quad (22)$$

În expresia (22) parametrii de care depinde tensiunea electromotoare efectivă sînt prezentaţi, într-o formă explicită, lucru foarte important în proiectarea traductorului. Se constată că valoarea acestei tensiuni este proporţională cu coeficientul N_{2k-1}, care în cazul unei excitaţii a barei la rezonanţă, pe armonica $2k-1$, este proporţional cu amplitudinea de vibraţie a acesteia. Aşadar, tensiunea electromotoare indusă în bobina traductorului reprezintă, la altă scară, chiar amplitudinea de vibraţie a barei într-un punct oarecare x_1.

Relaţia (22), care permite un calcul aproximativ al tensiunii electromotoare induse în bobina traductorului, dă rezultate foarte apropiate de acelea calculate cu relaţia exactă (18), dacă dimensiunile traductorului sînt foarte mici şi dacă se excită bara la rezonanţă. În esenţă, traductorul se consideră punctual, coordonata x_1 reprezentînd chiar punctul de pe axa bobinei traductorului şi în astfel de situaţii, expresia (22) devine exactă.

Cu ajutorul relaţiei (22) se pot trasa familii de curbe, reprezentînd dependenţa tensiunii electromotoare E_r funcţie de diverşi parametri constructivi ai traductorului. Pentru aceasta, se consideră, de exemplu, cunoscută valoarea produsului :

$$\frac{\mu_0 N N_{2k-1} h \sigma B_0 L_0^2 E}{8\sqrt{2}\, l^2 \rho Dm} = 0{,}0025 \frac{V}{m},$$

şi se determină tensiunea electromotoare E_r, corespunzătoare unui punct de coordonată x_1, pentru diferite valori date parametrilor constructivi A_0, y şi ale raportului acestora.

În figura 4 se reprezintă variaţiile tensiunii electromotoare E_r în funcţie de lăţimea magnetului permanent A_0, pentru diverse valori ale deschiderii y a bobinei traductorului.

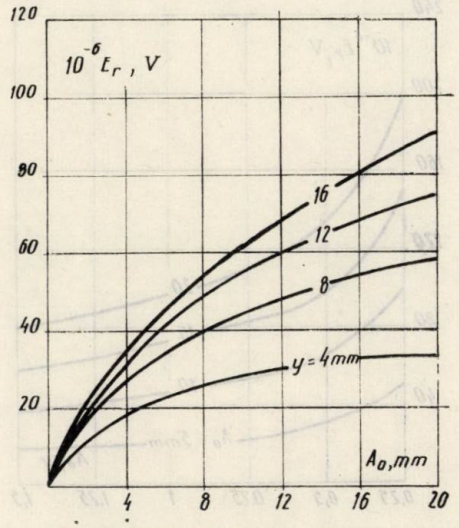


Fig. 4. Dependenţa tensiunii E_r funcţie de lăţimea polului magnetului permanent.

Figura 5 reprezintă variaţia tensiunii electromotoare E_r cu deschiderea bobinei, la diferite valori ale lui A_0, iar figura 6 variaţiile aceleiaşi tensiuni E_r funcţie de raportul A_0/y. S-a considerat o bară de o astfel de lungime, încît rezonanţa să se obţină pentru $k = 10$. În aceste calcule coordonata x_1 a punctului de pe bară s-a luat egală cu $\frac{l}{19}$.

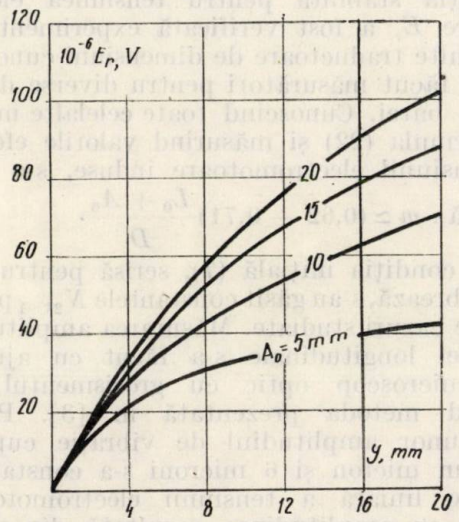


Fig. 5. Dependenţa tensiunii E_r funcţie de deschiderea bobinei.

Familiile de curbe, de genul celor trasate în figurile 4,5 și 6, permit un calcul de optimizare a traductorului. Se constată că raportul A_0/y trebuie să fie relativ mic pentru a obține o tensiune indusă E_r mare, iar la o deschidere y de ordinul $4 \div 10$ mm, mărirea lățimii A_0 a

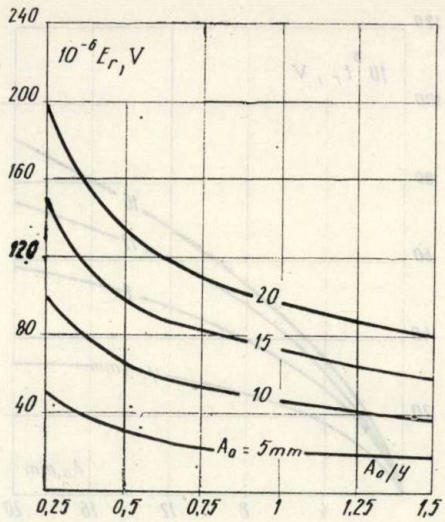


Fig. 6. Dependența tensiunii E_r funcție de raportul A_0/y.

magnetului permanent peste 12 — 16 mm nu conduce la o mărire sensibilă a tensiunii electromotoare E_r. Aceste curbe permit încadrarea principalelor dimensiuni ale traductorului în intervale bine determinate.

3. Verificări experimentale

Relația stabilită pentru tensiunea electromotoare E_r a fost verificată experimental pe mai multe traductoare de dimensiuni cunoscute și s-au făcut măsurătoi pentru diverse diametre ale barei. Cunoscînd toate celelalte mărimi din formula (22) și măsurînd valorile efective ale tensiunii electromotoare induse, s-a constatat că : $m \simeq (0{,}62 \div 0{,}71)\dfrac{L_0 + A_0}{D}$.

Din condiția inițială (7), scrisă pentru bara care vibrează, s-au găsit constantele N_{2k-1} pentru diferite cazuri studiate. Măsurarea amplitudinei vibrației longitudinale s-a făcut cu ajutorul unui microscop optic cu grosismentul 500, folosind metoda prezentată în [3]. Pentru gama unor amplitudini de vibrație cuprinsă între un micron și 6 microni s-a constatat o variație liniară a tensiunii electromotoare eficace cu amplitudinea rezultată din relația (22). S-au determinat experimental curbele $E_r = f(x_1)$ pentru o frecvență dată a vibrației. Pe baza unor construcții îmbunătățite s-au obținut traductoare de vibrație cu o sensibilitate bună, $S = 0{,}3$ V/μm.

4. Concluzii

În lucrare se elaborează teoria traductorului inductiv pentru vibrații longitudinale, stabilindu-se expresia tensiunii electromotoare indusă în bobina de măsură. Se arată că tensiunea electromotoare este proporțională cu amplitudinea vibrației și cu pătratul frecvenței vibrației. Pentru măsurarea amplitudinei vibrației traductorul se poate etalona direct în microni. Studiile experimentale au scos în evidență dependența liniară între amplitudinea vibrației și tensiunea electromotoare indusă în bobina de măsură.

Traductorul poate fi adaptat și pentru măsurarea frecvenței vibrației și de asemenea poate fi adaptat și pentru măsurarea parametrilor vibrațiilor transversale, în care caz calculul t. e. m. se face similar, cu deosebirea că, sediul curenților turbionari ocupă altă poziție în raport cu axa magnetului permanent, iar viteza vibrației transversale are altă direcție. Deoarece energia vibrației este proporțională cu pătratul amplitudinii, rezultă că aceste traductoare permit măsurarea energiei vibrației. De asemenea traductoarele inductive pot determina poziția ventrelor și a nodurilor. La vibrațiile longitudinale în ventru t. e. m. este maximă, iar în nod t. e. m. este zero.

Bibliografie

[1] *Bancrofl, D., Maropis, N., De Prisco, C. F., Elmore, W. C.* Method and apparatus for measurement of acoustic power transmission and impedance. USA Patent 2.288.241 (29 November 1966).

[2] *Jones, J. B.* A calorimetric method and apparatus for evaluating transducer assemblies. În : IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, Vol., **SU-16**, No. 2, apr 1969, p. 76 — 78.

[3] *Drăgan, O., Segal, E., Ciovică, D., Ivan, M.* Steel carbon turbing, cold drawing under ultrasonic influence. First International Simposium of High-Power, Ultrasonics (Macrosonics) 19 — 29 sep. 1970, Graz.

[4] *Herbertz, J.* Electrodynamische Schwingungsmebsonde. Prospectus „J. Herbertz", Laurensberg, Aachen.

[5] *Dobbs, E. R.* Electromagnetic generation of ultrasonic waves in metals. Conference papers : Ultrasonics for Industry 1970, London oct. 1970, p. 28 — 30.

[6] *Timotin, A., Hortopan, V., Marius, P., Ifrim, A.* Lecții de bazele electrotehnicii. București, Editura didactică și pedagogică, 1970.

[7] *Buzdugan, G.* Rezistența materialelor. București, Editura didactică și pedagogică, 1964.

[8] *Drăgan, O., Galan, N., Sîrbu, A., Ghiță, C.* Contribuții privind studiul traductoarelor inductive pentru măsurarea amplitudinii vibrațiilor în medii solide, vol. II. A IV-a Conferință națională de acustică, București, 29 — 31 mai 1973.

Intrat în redacție la 16. X. 1974

CZ 621.9.06/.08:62-229:62-83

DISPOZITIV DE ACȚIONARE
MASA DE LUCRU
MAȘINI—UNELTE
MOTOR PAS CU PAS
POZIȚIONARE NUMERICĂ

Dispozitiv de poziționare numerică în două coordonate a unei mese de lucru adaptabile mașinilor—unelte, acționată cu motor pas cu pas

A. KELEMEN, M. CRIVII, V. TRIFA, și A. SZEKELY* — CLUJ

1. Locul motorului pas cu pas în comanda numerică a mașinilor-unelte

În ultimul timp, pe plan mondial, utilizarea motoarelor pas cu pas pentru acționarea mașinilor-unelte, în general, și a mecanismelor de poziționare, în special, capătă o atenție din ce în ce mai mare. Alături de firme de mare prestigiu din S. U. A., Japonia, un număr tot mai mare de firme europene au început asimilarea motorului pas cu pas pentru construcția mașinilor-unelte cu comandă numerică [5], [6]. Sistemele de acționare cu motoare pas cu pas pentru mașini-unelte s-au dezvoltat pe două direcții :

a. Pentru mașini-unelte de gabarit mic și pentru dispozitive de poziționare (mese) adaptabile se folosește acționarea prin motoare electrice pas cu pas cuplate mecanic direct cu lanțul cinematic al mașinii-unelte sau al dispozitivului adaptabil. Se pot aminti, ca exemple, sistemele SLO-SYN ale firmei Superior Electric — SUA și mesele de poziționare Hofmann — RFG.

b. Pentru mașini-unelte de gabarit mare, motoarele electrice pas cu pas nu pot satisface singure acționarea directă a lanțului cinematic și din acest motiv ele sînt cuplate mecanic, într-o construcție unitară, cu amplificatoare hidraulice, această construcție primind denumirea de motor pas cu pas electrohidraulice, capabil de a dezvolta cupluri mult mai mari decît cele pur electrice. Firma Fujitsu — Japonia, cu motoarele sale EHPM, a dobîndit, deja, o serioasă reputație în fabricarea motoarelor electrohidraulice pas cu pas.

Elementul esențial care încurajează folosirea motoarelor pas cu pas îl reprezintă însuși modul de funcționare discretă, care face din el un element integrator numeric, perfect adaptabil sistemelor de comandă numerice. Astfel, motorul pas cu pas poate fi privit ca un element de execuție, caracterizat prin următoarele funcțiuni [3] :

— transformă un impuls de comandă aplicat la intrare într-o deplasare unghiulară discretă, precis determinată (pasul motorului). Această proprietate stă la baza principiului de poziționare numerică, adică mărimea unei deplasări (curse) impuse se poate realiza prin comanda motorului cu un număr de impulsuri determinat ;

— transformă frecvența impulsurilor de comandă în număr de deplasări (pași) pe unitatea de timp, adică viteza de poziționare, proprietate justificată prin caracterul de motor sincron al motorului pas cu pas ;

— prin schimbarea sensului de distribuție a impulsurilor aplicate înfășurărilor de comandă, se realizează schimbarea sensului de rotație a motorului, adică sensul de poziționare.

Printre particularitățile de funcționare ale motorului pas cu pas se pot aminti :

— posibilitatea de a porni, opri, reversa, în anumite limite, la comandă în circuit deschis, fără pierderi de pași, deci, fără cursele necesare în plus pentru oprire și reversare, după aplicarea comenzii respective ;

— blocarea poziției rotorului, deci, memorarea acesteia la ultimul impuls de comandă aplicat.

Aceste performanțe au permis motorului pas cu pas să-și cucerească un loc din ce în ce mai important în construcția mașinilor-unelte cu comandă numerică.

La mașinile-unelte clasice, realizarea unor deplasări liniare sau rotative cu mare precizie se efectuează prin intermediul unor sisteme automate complexe de reglare a vitezei și a poziției în circuit închis, avînd drept elemente de acționare motoare electrice de curent continuu sau alternativ. Precizia ridicată a parametrului reglat, adică poziția, impune folosirea unor blocuri numerice pentru măsurarea poziției, vitezei și a altor parametri ai acționării. Adăugînd la acestea necesitatea blocurilor de prelucrare, adică regulatoarele și a convertoarelor numeric-analogice, este ușor de arătat de ce prețul unei astfel de mașină-unealtă cu comandă numerică este deosebit de ridicat.

Dacă se ia în considerație că aceste dezavantaje sînt legate, în fond, de utilizarea motoarelor cu funcționare analogică, se poate justifica suficient poziția pe care începe să o ocupe motorul pas cu pas în acționarea mașinilor-unelte. Eliminarea completă a conversiilor numeric analogice, posibilitatea de a realiza sisteme

* Dr. ing. *A. Kelemen* este conferențiar, dr. ing. *M. Crivii* este șef de lucrări, ing. *V. Trifa* este asistent și ing. *A. Szekely* este cercetător la Catedra de electrotehnică a Institutului politehnic-Cluj

de reglare în circuit deschis, mult mai ieftine, precum și perfecta adaptabilitate a sistemelor de poziționare, bazate pe motoarele pas cu pas, la sistemele de comandă numerice complexe, constituie argumente suficiente în sprijinul impulsionării aplicabilității acestor motoare în construcția mașinilor-unelte.

2. Dispozitivul de comandă a poziționării numerice

Se cunosc următoarele tipuri de poziționare [4] : poziționarea punct cu punct și poziționarea continuă.

Poziționarea punct cu punct înseamnă realizarea unor cote (dimensiuni) în direcția axelor de coordonate, mișcările mesei pe axe fiind independente.

Poziționarea continuă, sau prelucrarea după contur, înseamnă realizarea unor mișcări cu legături funcționale între axele de coordonate.

Lucrarea prezintă un sistem de poziționare punct cu punct în două coordonate rectangulare a unei mese de lucru adaptabilă mașinilor-unelte, sistem conceput și realizat utilizînd motoare electrice pas cu pas pentru acționarea pe cele două coordonate, sintetizînd, astfel, o serie de rezultate în acest domeniu obținute la laboratorul de acționări electrice din I. P. Cluj-Napoca [1].

Avînd la bază particularitățile de funcționare a motorului pas cu pas, rezultă posibilitatea de a crea un sistem de acționare în circuit deschis. Elementul care stă la baza unui sistem de

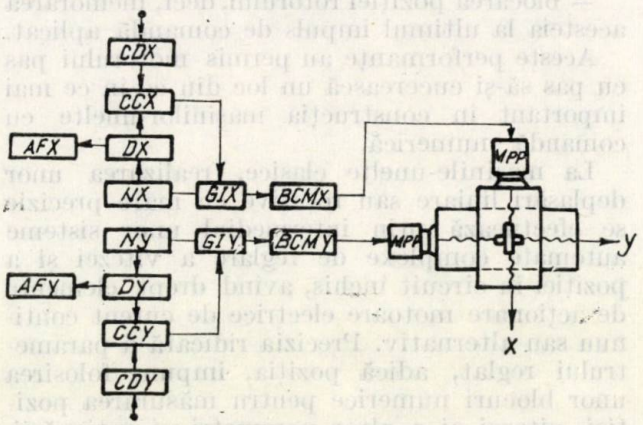


Fig. 1. Schema-bloc de comandă a poziționării în două coordonate cu motoare electrice pas cu pas.

poziționare în circuit deschis este un numărător cu preselecție, care poate comanda numărul de impulsuri de alimentare a motorului pas cu pas, în funcție de mărimea cotei impuse.

Sistemul propus arată în ansamblu ca în figura 1.

Funcționarea acestui sistem este următoarea. Dimensiunile cotelor pe cele două axe X și Y se introduc prin intermediul unor comutatoare decadice CDX, CDY. Sistemul de poziționare lucrează independent pe cele două axe, astfel că, realizarea cotei X este independentă de realizarea cotei Y și invers. Impulsurile de tact de la generatorul de impulsuri CIX se transmit spre blocul de comandă a motorului pas cu pas $BCMX$ de pe axa X. Acest bloc împreună cu motorul pas cu pas formează un integrator numeric. Numărul de pași efectuați, adică numărul de incremenți liniari pe axa X, depinde direct de numărul impulsurilor primite. Acest număr este înregistrat permanent în numărătorul NX, decodificat în zecimal în decodificatorul DX și afișat numeric în blocul de afișare, AFX. În momentul coincidenței între conținutul numărătorului NX, care reprezintă cota realizată și cifra înscrisă prin comutatoarele decadice CDX, care reprezintă cota impusă de axa X, circuitul de coincidență CCX emite un impuls de blocare a generatorului de impulsuri GIX, astfel încît motorul pas cu pas de pe axa X se blochează și el. S-a realizat în felul acesta cota dorită pe axa X. În mod cu totul similar se realizează și cota de pe axa Y.

3. Blocul de comandă a motorului pas cu pas

Cele două motoare pas cu pas, identice pentru acționarea mesei de lucru pe cele două direcții, sînt alimentate de la o sursă trifazată de 3 × 380 V, 50 Hz, cu sau fără nul, prin intermediul unui transformator cu două înfășurări secundare. La fiecare secundar este conectat un redresor, filtrul și dispozitivul de comutație DC cu tranzistoare (fig. 2), care alimentează cu impulsuri înfășurările motorului pas cu pas. Cele două sisteme de alimentare fiind identice și cu funcționare separată, se va prezenta doar unul din ele.

Un generator de impulsuri GI comandă un distribuitor de impulsuri DI, care transformă sistemul monofazat de impulsuri în sistem tetrafazat, adecvat motorului electric pas cu

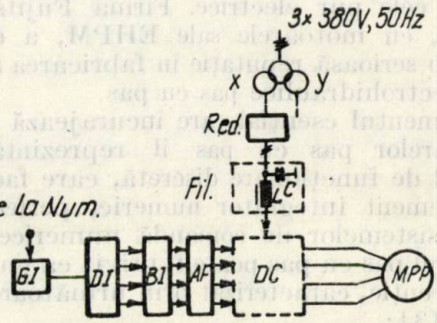


Fig. 2. Schema structurală a blocului de comandă a motorului electric pas cu pas.

pas construit cu patru înfășurări de comandă (faze). Sensul de rotație a motorului se poate inversa prin inversarea alimentării fazelor *1* cu *3*, și respectiv, *2* cu *4*. Acest lucru este realizat de

blocul logic inversor de sens *BI*. Blocul formator-amplificator *AF* realizează impulsuri de amplitudine și durată corespunzătoare pentru comanda tranzistoarelor din dispozitivul de comutație *DC*. Circuitul de forță este constituit prin redresor trifazat în punte, filtru *LC* și dispozitivul de comutație constituit din patru contactoare statice cu tranzistoare de putere [2].

4. Motoarele electrice pas cu pas

Motoarele electrice pas cu pas, proiectate și realizate de către autori, sînt de tip reactiv reductor, cu patru înfășurări de comandă (fig. 3), cu următoarele caracteristici :

— pasul unghiular : $\theta_p = 2{,}65°$;
— cuplul maxim sincronizat: $M_{smax} = 1{,}5$ N.m ;
— amplitudinea impulsului de alimentare : $I_A = 4$ A ;
— momentul de inerție a rotorului : $J_r = 13{,}7 \cdot 10^{-5}$ Nms^{-2} ;
— tensiunea de alimentare : $U_A = 55$ V c. c ;
— frecvența maximă de comandă : $f_{max} = 1\,000$ imp/s.

Alegerea frecvenței de comandă optimă s-a făcut pe baza cuplului rezistent și a momentului de inerție redusă la arborele motorului, cunoscînd caracteristicile de sarcină limită

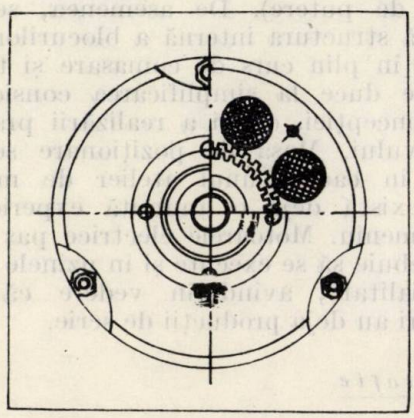


Fig. 3. Secțiune prin motorul electric pas cu pas.

(curba 1 — fig. 4) și de pornire fără pierderi de pași (fig. 4) ale motorului, ridicate experimental [3].

Aceste caracteristici determină domeniul frecvență/cuplu, în care motorul poate funcționa atît în regim stabilizat, cît și în regimul tranzitoriu de pornire-oprire, fără pierderi de pași.

Se poate observa, din figura 4, că frecvența limită la care poate fi comandat motorul pas cu pas la pornire este destul de redusă, în comparație cu frecvența „de mers".

Dacă s-ar proiecta un dispozitiv de poziționare bazat pe o frecvență sub cea limită, ar rezulta o viteză de poziționare foarte redusă, ceea ce ar diminua cu mult avantajele sistemului. Pentru eliminarea acestui neajuns trebuie ca pornirea dispozitivului să se facă la o frecvență sub valoarea limită de pornire, pentru ca apoi să crească pînă la valoarea f_{max}. Oprirea fără pierderi de pași este, în general, posibilă și la f_{max}, din cauză că în regimul dinamic de pornire cuplul rezistent joacă un rol activ [3].

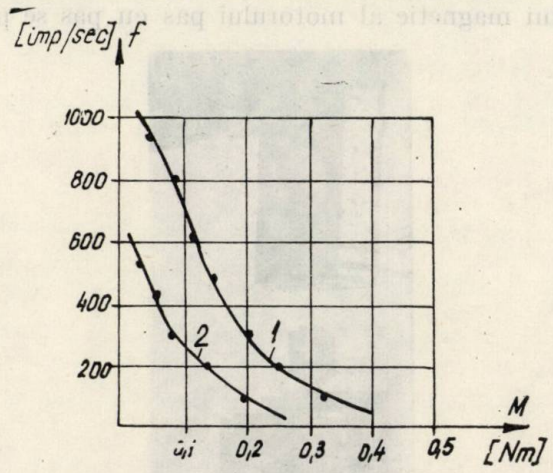


Fig. 4. Caracteristicile de sarcină limită (*1*) și de pornire, fără pierderi de pași (*2*) ale motorului electric pas cu pas.

5. Masa de poziționare

Masa de poziționare a fost astfel dimensionată, încît să poată fi adaptabilă unei mașini de găurit sau unei mașini de frezat.

Transmiterea mișcării de la motor la masă se face prin intermediul unui reductor și șurub conducător cu bile. Utilizarea unui reductor cu posibilități de autoreglare a jocurilor, precum și șurubul cu bile cu piuliță pretensionată, asigură eliminarea jocurilor și precizia necesară dispozitivului [7]. Pentru eliminarea efectelor nedorite ale frecărilor hidrodinamice asupra întregului lanț cinematic, s-au prevăzut ghidaje de rostogolire. Rezoluția mișcării mesei se determină cu relația :

$$p = \frac{\theta_p}{360°} \cdot \frac{\tau}{i} \text{ mm} , \qquad (1)$$

în care : τ reprezintă pasul șurubului cu bile, în mm, iar i este raportul de transmisie al reductorului.

Viteza de poziționare depinde de frecvența impulsurilor de comandă „f_{max}" conform relației :

$$v = \frac{f_{max} \cdot \theta_p \cdot \tau}{6 \cdot i} \text{ mm/min}, \qquad (2)$$

în care : f_{max} se ia în imp/s, θ_p în grade sexagesimale, în mm. Capacitatea maximă a numărătoarelor din schema de comandă a poziționării se determină cu relația :

$$\theta_N = \frac{Z_{max}}{\tau} \cdot \frac{360}{\theta_p} \cdot i, \qquad (3)$$

în care: Z_{max} poate fi X_{max} sau Y_{max}, adică mărimea maximă a cotelor pe cele două axe.

Precizia sistemului de poziționare este determinată exclusiv de construcția motorului pas cu pas, întrucît lanțul cinematic al transmisiei este conceput cu elemente care asigură eliminarea și autoreglarea jocurilor. Erorile generate de inexactitățile de execuție mecanică a circuitului magnetic al motorului pas cu pas se pot

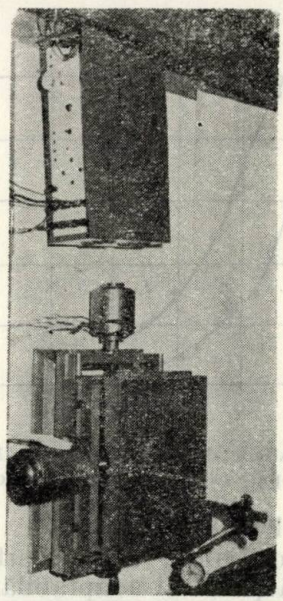


Fig. 5. Fotografia dispozitivului de poziționare realizat la I. P. Cluj-Napoca.

încadra în limitele a $\pm$ 5% din pasul unghiular al motorului, nefiind însă cumulative. Astfel, precizia de ansamblu a dispozitivului de poziționare se poate considera de $\pm$ 5% din valoarea rezoluției mișcării liniare a mesei [6], [7].

În figura 5 este reprezentată instalația de ansamblu, realizată în cadrul laboratorului de acționări electrice din Institutul politehnic Cluj-Napoca.

Caracteristicile generale ale dispozitivului sînt următoarele :

— cursa maximă : $X_{max} = 380$ mm, $Y_{max} = 180$ mm ;
— capacitatea maximă de încărcare : $G_{max} = 900$ N ;
— rezoluția mișcării : $p_x = p_y = 0{,}005$ mm ;
— precizia poziționării : circa 0,0005 mm ;
— viteza de poziționare : $v_x = v_y = 300$ mm/min ;
— capacitatea maximă a numărătoarelor : $Q_x = Q_y = 99\,999$.

6. Concluzii

Comparativ cu dispozitivele realizate de firmele din SUA, Japonia, RFG etc. [6], [7], se poate arăta că cele mai multe din caracteristicile sistemului de poziționare prezentat sînt similare sau superioare. Spre exemplu, mesele de poziționare *SLO-SYN* realizează viteze de poziționare pînă la 700 mm/min, dar rezoluția mișcării liniare este de 0,013 mm.

Pentru mărirea vitezei de poziționare, fără a modifica lanțul cinematic al dispozitivului, trebuie alese sau fabricate motoare pas cu pas de frecvențe ridicate. Pentru acționarea directă cu motoare electrice pas cu pas s-a mers pînă la frecvențe de ordinul a 20 000 imp/s, în acest caz, însă, capacitatea de încărcare a meselor este destul de redusă, motiv pentru care, în practică, se lucrează cu frecvențe mult sub valoarea maximă, obținută la mersul în gol. De altfel, examinînd caracteristicile limită ale unui motor pas cu pas, se observă că trebuie realizat un compromis între frecvența maximă (viteza de poziționare) și cuplul dezvoltat de motor. Folosirea motoarelor pas cu pas electrohidraulice rezolvă, parțial, și problema puterii, nu fără a afecta și prețul de cost al mașinii în ansamblu.

Trebuie avut în vedere, înainte de toate, că performanțele motoarelor pas cu pas, atît în ceea ce privește frecvența maximă, cît și cuplul dezvoltat sînt în continuă creștere, fapt care deschide noi perspective utilizării acestora în construcția mașinilor-unelte.

Referitor la posibilitățile de realizare a unui dispozitiv de poziționare la noi în țară, se precizează că el este integral realizabil cu produse electronice românești (circuite integrate, tranzistoare de putere). De asemenea, se poate aminti că structura internă a blocurilor numerice este în plin curs de comasare și tipizare, fapt care duce la simplificarea considerabilă atît a concepției, cît și a realizării practice a dispozitivului. Masa de poziționare se poate executa în cadrul unui atelier de mecanică fină și există deja o anumită experiență în acest domeniu. Motoarele electrice pas cu pas pot și trebuie să se execute și în uzinele noastre de specialitate, avînd în vedere că foarte multe țări au deja producții de serie.

Bibliografie

[1] *Crivii, M., Trifa, V., Szekely, A., Lazăr, R.* Masă de poziționare în două coordonate cu comandă numerică, acționată cu motoare pas cu pas. Comunicare la sesiunea științifică a Institutului politehnic — Cluj, feb 1974.
[2] *Kelemen, A., Crivii, M., Trifa, V.* Dispozitive de comutație cu tiristoare pentru alimentarea cu impulsuri a motoarelor de inducție. În : Buletinul I. P. A., București, sep 1972, pag. 276 — 289.
[3] *Crivii, M.* Studii privind acționările electrice cu motoare pas cu pas. Teză de doctorat, Institutul politehnic — Iași, 1974.
[4] *Simon, W.* Conducerea numerică a mașinilor-unelte. București, Editura tehnică, 1967.
[5] *McNaught, D.* Electro-hydraulic Pulsed Control System. În : „Machinery and Production Engineering", nr. 12, 1967, pag. 829 — 831.
[6] *** Prospecte SLO-SYN, Fujitsu, Hamül, 1971.
[7] *Ignatyev, N.* ș. a. Machine Tool Design, vol. 4, Mir publischers, Moscow, 1969.

Intrat în redacție la 13.I.1975

CZ 621-56/59:621.315.51:537.312.62

SUPRACONDUCTIBILITATE
CRIOELECTROTEHNICĂ
ELECTROENERGETICĂ
MATERIALE ELECTROTEHNICE
CRIOGENIE

Electromagneţi supraconductori şi cabluri criogenice

VIRGIL STĂNCULESCU* — BUCUREŞTI

1. Introducere

Posibilităţile de aplicaţie a temperaturilor joase în electrotehnică impun două aspecte principale şi o condiţie de formă necesară astfel :

— Un caracter de necesitate în perspectivă pentru aplicaţii tehnologice. Acest aspect are un anumit caracter de avangardă, care la rîndul lui pretinde cu pregnanţă şi preocupări de cercetare fundamentală.

— Un termen relativ limitat pentru aplicarea eficientă economic a datelor teoretice şi practice elaborate de crioelectrotehnică.

— Un bilanţ favorabil între costul de investiţii şi exploatare ale instalaţiilor şi dispozitivelor crioelectrotehnice, pe de o parte, şi valoarea performanţelor şi a reducerii pierderilor, pe de altă parte.

Menţionăm că performanţele ce se pot obţine prin utilizarea supraconductorilor au, în unele cazuri, prioritate asupra eficienţei economice.

În stadiul actual, la nivelul tehnicii avansate, cercetările pentru aplicaţiile crioelectrotehnicii sînt orientate în două direcţii principale :

— realizarea de cîmpuri magnetice de mare intensitate în c. c., care nu pot fi obţinute în mod obişnuit prin mijloacele clasice ale electrotehnicii ;

— transportul energiei electrice cu puteri foarte mari (de ordinul a $10^6 - 10^7$ W), cu pierderi minime sau nule.

Pe lîngă acestea, s-au făcut şi se fac cercetări, ajungîndu-se, în multe cazuri, la realizarea unor modele de laborator, prototipuri şi unicate şi în alte domenii ca : generatoare M. H. D., echipate cu electromagneţi supraconductori, criotransformatoare, motoare electrice etc. Despre astfel de aplicaţii, orientate în sensul celor două direcţii principale menţionate se va vorbi în cele ce urmează.

În anexa 1 sînt arătate unele rezultate şi obiective ale cercetării în domeniul crioelectrotehnicii pe plan mondial.

Posibilitatea de aplicare a temperaturilor joase în electrotehnică cu termene probabile, precum şi gradul eficienţei economice a acestor aplicaţii sînt deosebite pentru fiecare categorie de aplicaţii. Unele sînt de domeniul realizării actuale, iar pentru altele se întrevăd realizări satisfăcătoare la termene mai depărtate. Un factor important în această eşalonare îl constituie stadiul dezvoltării tehnologiei criogenice de producere şi menţinere a temperaturilor joase în condiţii de siguranţă în funcţionare şi cu randamente satisfăcătoare.

2. Electromagneţi supraconductori

Domeniul cîmpurilor magnetice intense constituie una dintre primele şi, în prezent, principalele categorii de aplicaţii de nivel industrial a supraconductibilităţii.

În lucrările şi experimentările efectuate de autor [1] s-a arătat că utilizarea miezurilor feromagnetice la temperaturi joase nu este necesară, ci chiar dăunătoare, datorită valorii reduse a inducţiei de saturaţie şi creşterii mari a pierderilor magnetice. Cu electromagneţii clasici ; cu miez de fier, se pot obţine, în mod raţional, cîmpuri pînă la 20 kOe şi chiar 40 kOe, în timp ce cu electromagneţii supraconductori se obţin mult mai uşor cîmpuri superioare lui 80 kOe şi chiar 150 kOe.

Un electromagnet supraconductor este un solenoid (o bobină avînd cîmpul maxim pe axul ei), constituit din două părţi principale :

— o instalaţie criogenică* pentru producerea şi menţinerea temperaturii joase (criostate, criogenerator, purificator de gaz, sistem de recuperare, aparate de măsură şi control, accesorii criogenice diverse etc.). Capacitatea unei astfel de instalaţii trebuie să fie între 3 şi 15 l de heliu lichid de înaltă puritate pe oră ;

— electromagnetul supraconductor propriu-zis (solenoidul supraconductor, sistemul de alimentare, sisteme de protecţie, sisteme pentru funcţionarea în regim persistent, sisteme pentru descărcare, aparate de măsură şi control etc.).

În proiectarea unui magnet supraconductor apar mai multe aspecte principale dintre care menţionăm pe cele mai importante, şi anume :

— Dificultăţi de prelucrare a sîrmelor sau benzilor supraconductoare, care în cele mai multe cazuri sînt dure şi fragile (Nb_3Sn ; Nb—Zr, V_3Ga). Obţinerea reproductibilităţii curbei $Ic = Ic\,(Hc)$ care este influenţată de

* Fizician *Virgil Stănculescu* este cercetător ştiinţific principal la I. C. P. E. — Bucureşti.

*) În acest articol nu se vorbeşte despre instalaţiile criogenice.

fenomene întîrzietoare denumite „training" (Este necesară repetarea de mai multe ori ca să se obțină, cînd se poate, o curbă $I_c = f(H)$ reproductibilă).

— Preluarea încălzirilor locale datorate fenomenelor de *„flux-jumps"* și de *„degradare"* prin sistemul de stabilizare adoptat.

— Stabilirea regimului de funcționare, funcție de curba $I_c = f(H)$, performanțele și caracteristicile geometrice ale bobinei.

— Asigurarea unui anumit grad de omogenitate a cîmpului în interiorul solenoidului.

— Alegerea materialelor electroizolante.

— Asigurarea unei rigidități mecanice satisfăcătoare a spirelor bobinajului supraconductor la solicitările imense a forțelor electrodinamice, produse de interacțiunile curentului cu cîmpul magnetic intens. Acest lucru constituie *„ancorajul"* bobinajului.

— Răcirea întregii mase a materialului supraconductor care are o conductibilitate termică mai scăzută.

— Alimentarea bobinei cu curenții necesari.

— Sisteme de protecție în cazul tranziției nedorite a materialului supraconductor.

În cele ce urmează, ne vom limita, fără a intra în detaliu, la cîteva probleme principale, deoarece asupra multor aspecte nu s-a ajuns încă la concluzii definitive.

De exemplu, stabilirea regimului de funcționare pentru un solenoid supraconductor se face cu ajutorul curbei $I_c = f(H)$ și a caracteristicilor de stabilizare a supraconductorilor (fig. 1).

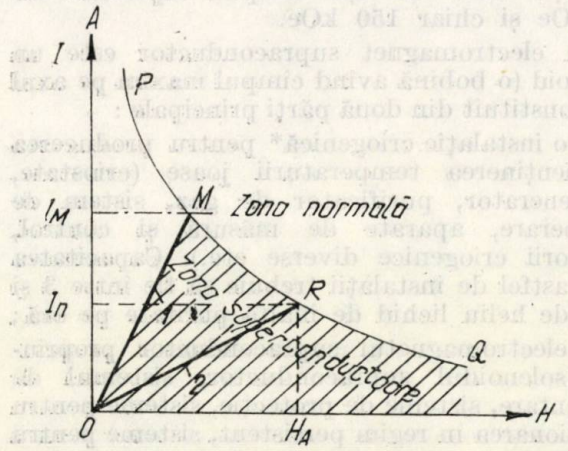


Fig. 1 Alegerea regimului de funcționare la o bobină supraconductoare: $PMRQ$ — curba $F_c(H)$ pentru supraconductorul stabilizat;

I_M — valoarea maximă a curentului stabil ce poate trece prin supraconductorul stabilizat, fără a provoca tranziția; $OMRQ$ — zona regimului de funcționare: 1 — caracteristicile optime ale bobinei; 2 — caracteristicile bobinei în regimul de funcționare ales; I_R — curentul de regim al bobinei (în practică acest curent se ia cu 20 — 30% mai mic decît cel stabilit grafic) și cîmpul de regim scade în mod corespunzător; H_R — cîmpul de regim al bobinei.

Observație: Valoarea curentului stabil maxim admisibil (I_M) se poate determina atît pe cale experimentală, cît și prin calcul utilizînd relația [17]:

$$I_M = \sqrt{\frac{l \cdot A_N \cdot q_{max}}{\rho(H)}} \text{ (A)}$$

unde:

l este lungimea suprafeței de schimb termic, cm;
A_N — secțiunea metalului normal (stabilizatorul), cm²;
q_{max} — valoarea maximă a fluxului de căldură prin suprafața supraconductorului, W. cm⁻²;
$\rho(H)$ — rezistivitatea metalului normal (stabilizatorul) în cîmpul cu valoarea considerată (H) (fenomenul de magnetorezistență), Ω cm.

Problema *„ancorajului"*, adică asigurarea unei bune rigidități mecanice față de forțele electrodinamice determină potrivit experienței și o atenuare a fenomenelor de *„flux jumps"* și de *„degradare"* în supraconductori; scopul principal al ancorării rămîne însă evitarea ruperii sîrmei supraconductoare.

O primă condiție pentru ancorare este realizarea unui bobinaj strîns și compact.

O a doua condiție este în fixarea spirelor și straturilor între ele cu un liant cu o bună rezistență mecanică și bune calități dielectrice.

Pentru bobine cu cîmpuri de ordinul lui 10^4 kOe, sînt indicate rășini sintetice de felul Araldítului sau ungerea fiecărui strat cu o vaselină siliconică, care la 4,2°K se solidifică și blochează spirele între ele.

În cadrul experimentărilor efectuate în laboratorul ICPE [3], la bobinele realizate s-a asigurat ancorajul prin ungerea straturilor cu vaselină siliconică și introducerea din cinci în cinci straturi a unei folii din polietilentereftalat (hostafan).

Izolația electrică a bobinelor se poate face sau în maniera clasică (de exemplu, izolarea conductorilor cu nylon) sau prin intermediul stabilizatorului depus în strat exterior pe miezul supraconductor. Procedeul clasic de izolație este, în general, utilizat în prezent, fiind în anumită măsură impus de fabricanții de sîrme supraconductoare. Procedeul de izolare prin intermediul stabilizatorului oferă avantajul unei mai bune răciri a masei întregului bobinaj.

Omogenitatea cîmpului magnetic în interiorul bobinei este exprimată prin raportul $\frac{\Delta H}{H}$ pentru o lungime de 1 cm. Acest raport are valori de ordinul a $10^{-2} \div 10^{-3}$ pentru solenoizii supraconductori uzuali și valori de ordinul a $10^{-4} \div 10^{-6}$, pentru solenoizii destinați unor utilizări speciale (rezonanță magneto-nucleară etc.). Pentru îmbunătățirea omogenității se reduce raportul diametrului interior față de lungimea bobinei și, în unele cazuri, se folosesc bobine concentrice alimentate în paralel sau bobine coaxiale de grosimi diferite, alimentate, în general, în serie.

Alimentarea solenoidului supraconductor se face în două feluri:

a. De la o sursă exterioară (power supply) care asigură atît funcționarea în regim persistent (întreruperea sursei exterioare), cît și descărcarea solenoidului și unele funcții de protecție în cazul fenomenelor de tranziție.

În acest caz un aspect deosebit îl prezintă optimizarea conductorilor de la sursa exterioară, care se află la temperatură ambiantă, la solenoidul care se găsește în heliu lichid. Optimizarea acestor conductori are ca scop reducerea transferului de căldură de la exterior și, implicit, a pierderilor de heliu provocate.

În prezent [16] se consideră că un conductor este optimizat cînd pierderile de heliu sînt mai mici decît :

$W_{He} \leqslant 1{,}5 \cdot 10^{-3}\ I$ optimizat (l/oră per conductor)

Cuprul electrolitic este materialul utilizat cu precădere pentru conductorii de alimentare exterioară. În cadrul experimentărilor făcute de ICPE conductorii utilizați au produs o pierdere de heliu acceptabilă, estimată la $W_{He} \approx$ $\approx 0{,}015$, l/oră. În cazul solenoizilor cu intensități mari ale curenților de regim sau, în cazul electromagneților supraconductori cu bobine alimentate în paralel, este favorabilă alimentarea de la o pompă de flux. Un astfel de dispozitiv este, în esență, un generator de curenți de inducție amplasat în mediul criogenic, la aceeași temperatură joasă ca și solenoidul supraconductor. Funcționarea se bazează pe efectul Meissner — Ochsenfeld și pe legea conservării fluxului în circuitul supraconductor.

Curenții induși, în mod periodic, în circuitul supraconductor se cumulează, pînă la valoarea curentului de regim, într-un interval de timp de ordinul zecilor de secunde.

Pentru experimentări, la ICPE, s-a construit o pompă de flux, variantă a unui model imaginat de Olsen (1958) și Buchhold (1964) [4]; elementele care asigură utilizarea efectului Meissner-Ochsenfeld pentru producerea și cumularea curenților induși sînt, în această variantă, două comutatoare supraconductoare.

Interesul pentru cîmpuri magnetice de mare intensitate și necesitatea lor au fost și sînt în mare măsură cerute de cercetarea științifică fundamentală și aplicativă. Cercetările care pretind cu prioritate astfel de electromagneți supraconductori sînt, în primul rînd, din domeniul fizicii solidului al celei nucleare și al fizicii particulelor cu energii înalte. Din acest punct de vedere, stadiul actual al utilizării electromagneților supraconductori indică două categorii principale de realizări :

a. Solenoizi cu un volum util (interior) mic, de ordinul a $10^2 \div 10^3$ cm^3 și cîmpuri mari ($\approx 80 \div 150$, kOe). Astfel de solenoizi sînt utilizați astăzi în mod curent în laboratoarele mari de fizică din lumea întreagă. Construcția lor a căpătat un caracter de fabricație industrială în serie, unele firme fiind specializate în acest domeniu (Criospares — Oxford, Anglia ; Thomson — Brandt, Franța ; B. O. C., Anglia ; V. M. C., Japonia etc.).

b. Solenoizi cu un diametru interior util mare, de ordinul a $2 \div 5$ m și cîmpuri mijlocii ($\approx 30 \div 80$ kOe). Astfel de electromagneți supraconductori sînt utilizați pentru camerele cu bule, pentru instalații MHD și pentru îmbunătățirea performanțelor acceleratoarelor de particule. Construcția lor are un caracter de unicate și este mai mult de domeniul institutelor de cercetare decît al producției industriale.

În anexa 1 sînt arătate cîteva realizări de acest fel.

Asupra electromagneților supraconductori s-au făcut relativ puține considerații pentru eficiența lor economică, știindu-se doar că reprezintă cel mai eficace mijloc de obținere a cîmpurilor magnetice de mare intensitate.

Totuși unele cercetări și studii de specialitate au arătat, chiar pentru cîmpuri de ordinul lui 20 kOe, avantaje economice clare, utilizînd electromagneți supraconductori.

În figura 2 este arătată, după Vomack [5], variația valorii de investiție și exploatare, funcție de durata de funcționare la doi electromagneți, atît pentru variantele constructive clasice, cît și pentru cele criogenice (cu hiperconductori și supraconductori).

Din figura 2 rezultă chiar, pentru domeniul cîmpurilor de 20 kOe, avantajul electromagneților supraconductori la o durată de funcționare

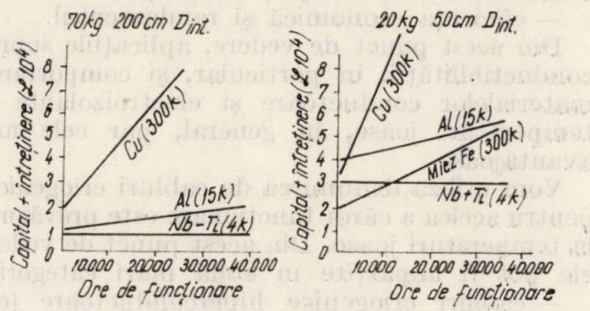


Fig. 2 Costul aproximativ, total, capital și exploatare, în funcție de timp pentru două tipuri de magneți.

mai mare de 10 000 ore, astfel încît la 30 000 ore costul de investigații și exploatare se reduce la jumătate față de electromagneții clasici cu miez de fier.

3. Cabluri criogenice

Transportul energiei electrice cu pierderi neglijabile sau, practic, nule este un deziderat impus de nevoile actuale de energie electrică. În statele industrializate necesarul acestei energii se dublează la fiecare zece ani.

Domeniul transportului energiei electrice apare ca unul dintre cele mai evolutive în cadrul economiei energetice și numai constrîngeri de natură tehnologică îngrădesc sau întîrzie aplicarea unor soluții noi. Astfel de soluții trebuie să asigure, într-un viitor relativ apropiat, 15 — 20 ani, transportul unor energii (în condiții

avantajoase, din punct de vedere al investiţiilor, siguranţei în funcţionare şi randamentului) de 10 ÷ 15 GW. Există trei soluţii noi considerate în unele previziuni făcute [6] mai importante, şi anume :

— transportul la tensiuni înalte de ordinul a 1 500 — 2 000 kV şi puteri cuprinse între 12 ···15 GW ;

— aplicaţiile efectului laser, care potrivit unor speculaţii teoretice ar permite, în anumite condiţii, transportul unor puteri superioare lui 10 GW (cazul unui laser molecular cu azot şi bioxid de carbon) ;

— aplicaţiile supraconductibilităţii, care permit, în condiţiile cunoscute astăzi, transportul unor puteri foarte mari (un proiect al Companiei I. B. M. propune un cablu supraconductor cu o lungime de 1 000 km, la o tensiune de 200 kV, putînd transporta o putere de 100 GW).

În cazul soluţiilor enumerate, ca şi în cazul general al *„noutăţilor"* de adoptat pentru electrotehnică, criteriile principale de realitate şi realizare sînt puţine şi, după părerea autorului următoarele :

— adaptarea la tehnologiile cunoscute şi practicate în prezent ;

— valoarea cheltuielilor de investiţii şi exploatare ;

— siguranţă în funcţionare şi fiabilitate a noilor materiale, utilaje şi instalaţii ;

— eficienţa economică şi randamentul.

Din acest punct de vedere, aplicaţiile supraconductibilităţii, în particular, şi comportarea materialelor conductoare şi electroizolante la temperaturi joase, în general, par cele mai avantajoase.

Vom utiliza denumirea de cabluri criogenice, pentru acelea a căror funcţionare este prevăzută la temperaturi joase. Din acest punct de vedere ele pot fi împărţite în două mari categorii :

— cabluri criogenice hiperconductoare (*cabluri hiperconductoare*) ;

— cabluri criogenice supraconductoare (*cabluri supraconductoare*).

Pentru fiecare categorie în parte există variante în curent continuu şi curent alternativ.

Cabluri criogenice hiperconductoare. Din acest punct de vedere materialele conductoare uzuale clasice, cuprul şi aluminiul pentru electrotehnică, menţin interesul.

În cadrul experimentărilor efectuate de noi [7], [8], s-a arătat că aluminiul şi cuprul electrotehnic uzual atît în c. c., cît şi în c. a. (50 Hz) au o rezistivitate cvasiconstantă pentru temperaturi între 4,2°K şi 25°K, şi anume : $\rho_{Cu} \approx 0{,}014 \cdot 10^{-6}$, $\Omega \cdot cm$; $\rho_{Al} \approx 0{,}044 \cdot 10^{-6}$, $\Omega \cdot cm$.

Această comportare, din punct de vedere al realizării de cabluri criogenice, are două consecinţe :

— o reducere a pierderilor Joule de circa 100 ori la cupru şi de circa 50 la aluminiu.

— acceptarea unor curenţi de avarie care să ridice temperatura conductorului cu circa 20°K, fără a provoca pierderi suplimentare de heliu. Totuşi rezistivitatea hiperconductorilor nefiind, practic, nulă la temperaturile criogenice de regim (4,2°K ··· 25°K), are loc o încălzire Joule care trebuie disipată în mediul ambiant la 300°K.

Potrivit principiului 2 al termodinamicii şi randamentului scăzut al actualelor maşini frigorifice se estimează [9] că este necesară o putere de 40 W pentru disiparea fiecărui watt produs prin efectul Joule.

Pierderilor Joule li se adună şi acelea datorite transmiterii căldurii exterioare prin cablu propriu-zis sau prin fenomene de convecţie şi radiaţie a sistemului de izolaţie termică.

Toate acestea fac ca la prima vedere, bilanţul economic, considerînd costul relativ ridicat al izolaţiei termice şi al maşinilor frigorifice, să nu apară avantajos pentru adoptarea cablurilor criogenice hiperconductoare.

Totuşi, evaluări făcute au arătat că, odată cu mărimea puterii transmise, creşterea pierderilor globale şi, în special, cele datorate efectului Joule este mult mai accentuată decît creşterea costului de investiţii şi întreţinere ; astfel încît *pentru puteri transmise superioare lui 1 GW, bilanţul economic este favorabil cablurilor criogenice* ; acest lucru este adevărat, în stadiul actual pentru cablurile hiperconductoare, în curent continuu.

În cazul transportului de energie în curent alternativ situaţia se modifică, datorită efectului pelicular (skineffect) şi conductivităţii χ ridicate a hiperconductorului.

După Rayleigh şi Stefan rezistenţa alternativă R_w a conductorului este :

$$R_w = R_0 \left[\pi r \sqrt{\mu \varkappa f} + \frac{1}{4} \right], \Omega,$$

unde :

R_0 este rezistenţa în curent continuu, Ω ;
r — raza conductorului, m ;
$\varkappa$ — conductivitatea, $\Omega^{-1} \cdot m^{-1}$;
f — frecvenţa, Hz ;
μ — permeabilitatea, V.s/A. m.

Bineînţeles, o primă soluţie este reducerea razei conductorului, însă, acest lucru antrenează micşorarea secţiunii lui şi creşterea lui R_0. În plus, în cazul cablurilor criogenice izolaţia conductoarelor elementare provoacă mărirea volumului cablului, dificultatea de răcire a hiperconductorilor şi apariţia pierderilor dielectrice (s-a arătat [1] că tg δ scade puţin la temperaturile joase faţă de valoarea acesteia la temperatura mediului ambiant). Astfel, pentru cablurile hiperconductoare în curent alternativ nu apare favorabilă, în stadiul actual, substituirea lor cablurilor clasice. Totuşi, în

SUA [11] s-a inițiat de către General Electric Co. proiectul unui cablu hiperconductor (Cu sau Al la 20°K) de 500 kV și 3,5 GW, în curent alternativ.

Din punct de vedere constructiv se preconizează construcția cablurilor criogenice atît în c. c., cît și în c. a., din conductori tubulari [12]. Această formulă constructivă este recomandată atît pentru obținerea unei mai bune refrigerări, prin circulația lichidului criogenic în interiorul conductorului tubular, cît și de optimizarea grosimii peretelui, datorită efectului pelicular în curent alternativ.

În figura 3 sînt arătate secțiunile pentru un cablu hiperconductor în c. c. și c. a.

Cabluri criogenice supraconductoare. Prin anularea rezistenței pentru temperaturi inferioare temperaturii critice, respectiv a efectului Joule, materialele supraconductoare apar mai avantajoase pentru construcția de cabluri de forță [13], [12].

Totuși acest lucru este limitat de două aspecpecte :

— cîmpul magnetic produs de trecerea curentului prin cablu să fie inferior cîmpului critic în curent continuu;

— pierderile în curent alternativ să poată fi disipate în mod eficient economic.

La supraconductorii de speța sau de *tipul* 3, curentul se repartizează, deși în mod neuniform, pe toată secțiunea sîrmei supraconductoare și pot accepta cîmpuri mari (Nb_3Sn, Nb—Zr, Nb—Ti). Pierderile în curent alternativ sînt însă mai mari, neacceptabile în stadiul actual, din punct de vedere economic. În acest fel, supraconductorii de *tipul* 3 sînt indicați pentru cablurile supraconductoare în curent continuu. Construcția acestor cabluri se preconizează a fi tot din conductori tubulari [9], la care materialul supraconductor este depus pe un cilindru din cupru sau aluminiu ca stabilizator; în acest fel se asigură și o refrigerare mai eficace.

Pentru curentul alternativ, supraconductorii de *tipul 1* prezintă unele avantaje, și anume : au pierderi mai reduse la frecvențe sub 400 Hz și cu atît mai mult la cele industriale.

Experimentările și proiectele efectuate [9], [12], [14] recomandă plumbul și niobiul. Acesta din urmă, deși supraconductor de *tip 2*, permite pentru cîmpuri inferioare lui H_c, curenți de valori mari, fără ca nivelul pierderilor în c. a. să depășească o valoare acceptabilă economic. La acești supraconductori curentul alternativ circulă într-un strat superficial, cu o adîncime cu circa 1 μm, astfel încît soluția constructivă a cablurilor este tot în conductori tubulari, formați prin placarea unui strat foarte subțire de material supraconductor pe un tub din cupru sau aluminiu.

O condiție restrictivă și, de multe ori, greu de realizat tehnologic este aceea a *depunerii riguros uniforme a stratului supraconductor.* Această regularitate a suprafețelor materialului supraconductor micșorează în mod esențial asimetriile locale ale cîmpului magnetic, asimetrie care ar putea conduce la valori superioare lui H_c.

Pentru cablurile supraconductoare în curent alternativ, pînă în prezent, s-au făcut mai mult studii teoretice și proiecte și, în unele cazuri, și modele experimentale de laborator cu lungimi de ordinul a zece pînă la 100 m.

Toate acestea au reușit să contureze soluțiile constructive viitoare, și anume :

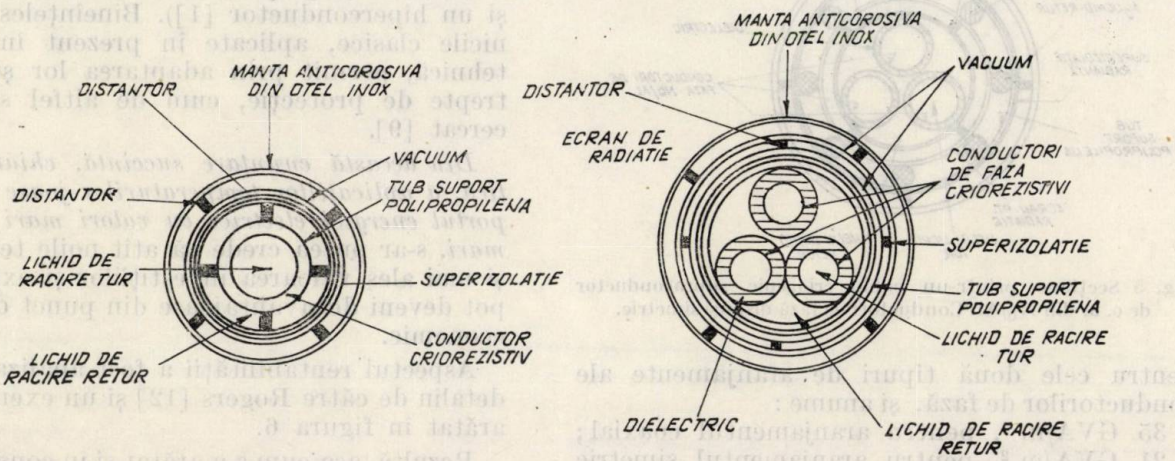


Fig. 3 Secțiune prin cabluri criogenice hiperconductoare : A — în curent continuu : B — în curent alternativ.

— cabluri din conductori tubulari constituiți dintr-un strat subțire de Nb pe un suport din aluminiu;

— heliul lichid este mediul de răcire și în același timp dielectric;

— izolația termică prin azot lichid, vid înaintat ($10^{-4} \div 10^{-5}$ tor) și superizolații radiante;

— protecția exterioară prin cămașă de oțel inoxidabilă;

— recirculaţie pentru agenţii refrigeratori (heliu şi azot lichid);

— aranjamentul conductorilor de fază în cablu poate fi coaxial sau simetric.

După Rogers [12], [14], secţiuni printr-un astfel de cablu sînt de forma celor arătate în figurile 4 şi 5.

Studiile efectuate de Klaudy [9] indică densităţi maxime (ale puterii transmise) diferite,

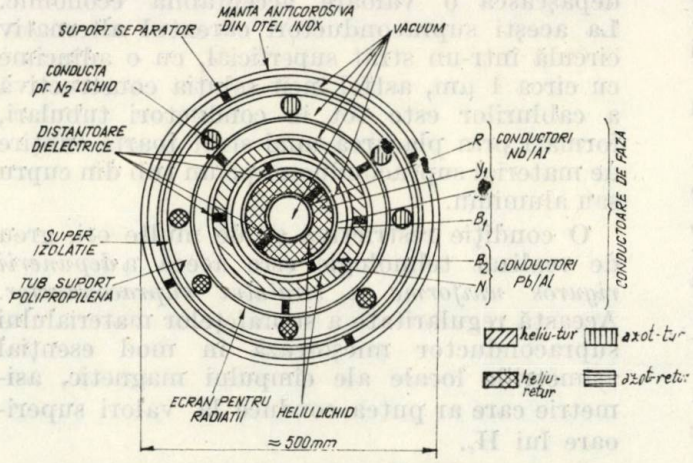


Fig. 4 Secţiune printr-un cablu criogenic supraconductor de 33 kV şi 750 MVA conductori de fază dispuşi coaxial. Sensul de circulaţie a lichidelor refrigeratoare.

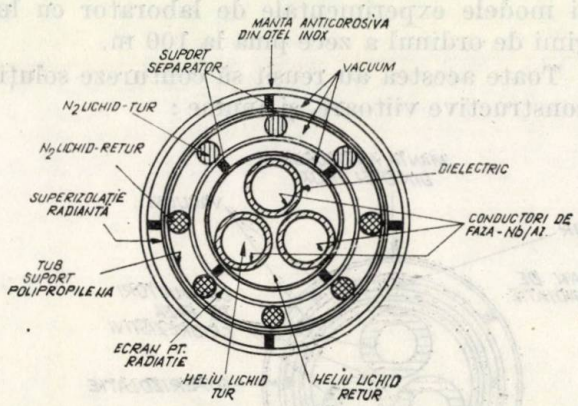


Fig. 5 Secţiune printr-un cablu criogenic supraconductor de c. a. din N_b/Al. Conductori de fază dispuşi simetric.

pentru cele două tipuri de aranjamente ale conductorilor de fază, şi anume :

35 GVA/m ^{2}, pentru aranjamentul coaxial;

21 GVA/m ^{2}, pentru aranjamentul simetric (faţă de 5 GVA/m ^{2} pentru cablurile convenţionale).

În esenţă, aşa cum s-a arătat în figurile 3, 4 şi 5, un cablu criogenic este, în general, un vas Dewar cilindric, cu lungimea de 10^2 km şi un diametru de 50 cm.

Problema asigurării, producerii, menţinerii şi recirculaţiei mediului criogenic (heliu şi azot lichid) este esenţială pentru funcţionarea unui astfel de sistem. Felul cum este ea rezolvată reprezintă, totodată, condiţia necesară pentru o eficienţă economică acceptabilă, comparativ cu posibilităţile electrotehnicii clasice.

Astfel, numărul staţiilor de refrigerare, respectiv, distanţa la care trebuie plasate, constituie o problemă de optimizare [9], [12], [15], cîteva dintre elementele principale de considerat fiind, de exemplu, dimensionarea conductorilor, calcularea transferului de căldură, diagrama de stare (presiune-temperatură) pentru heliu şi azot, puterea şi randamentul maşinilor frigorifice, viteza de recirculaţie etc.

Distanţa dintre două staţii de refrigerare este, după unele studii şi proiecte [9], [12], între 8 şi 10 km pentru cabluri supraconductoare de c. a., de ordinul unui GVA.

Menţionăm că, pe lîngă instalaţiile frigorifice, sînt prevăzute şi instalaţii de vacuumare, capabile să asigure şi să menţină un vid de $10^{-4} \div 10^{-5}$ torri, de-a lungul întregului traseu al cablului. Tot astfel, pentru realizarea siguranţei în funcţionare, fiecare staţie frigorifică este prevăzută cu cîte două instalaţii de heliu şi azot lichid, putînd intra imediat în funcţiune în cazul avariei celei de serviciu.

În acest fel imaginea cablurilor criogenice este deosebită decît a celor de forţă clasice şi anume echivalentă unei uzine extinsă liniar de-a lungul întregului traseu de transport energetic.

În exploatare sînt inerente producerea de avarii şi apariţia unor curenţi de scurtcircuit şi de supratensiuni. Protecţia contra acestor fenomene nedorite este asigurată, în general, la cablurile supraconductoare, prin procedeul stabilizării (cuplajul dintre un supraconductor şi un hiperconductor [1]). Bineînţeles că, tehnicile clasice, aplicate în prezent în electrotehnică, permit prin adaptarea lor şi a altor trepte de protecţie, cum de altfel s-a şi încercat [9].

Din această enunţare succintă, chiar schematică, a aplicaţiilor temperaturilor joase la transportul energiei electrice cu valori mari şi foarte mari, s-ar putea crede că atît noile tehnici, cît şi mai ales valoarea investiţiilor şi exploatării, pot deveni dezavantajoase din punct de vedere economic.

Aspectul rentabilităţii a fost analizat mai în detaliu de către Rogers [12] şi un exemplu este arătat în figura 6.

Rezultă, aşa cum s-a arătat şi în consideraţiile precedente, că pentru transmiterea puterilor cu valori superioare lui 1 GVA, cablurile criogenice supraconductoare sînt avantajoase. Acest lucru este valabil în concepţia autorului (E. C. Rogers), în cadrul considerării anumitor valori pentru pierderi (Joule şi dielectrice) şi rigiditatea dielectrică. Critica adusă acestor consideraţii economice [11] de către General Electric Co., constă în penuria, pe plan mondial, a determinărilor experimentale pentru pierderile în c. a. la supraconductori.

Autorul crede, în urma analizei elementelor prezentate în acest capitol, că viitorul puterilor mari transmise prin cabluri, va mai consacra *o variantă tranzitorie, şi anume aceea a îmbunătăţirii cablurilor clasice răcite cu ulei prin adaptarea tehnicilor constructive şi de răcire*

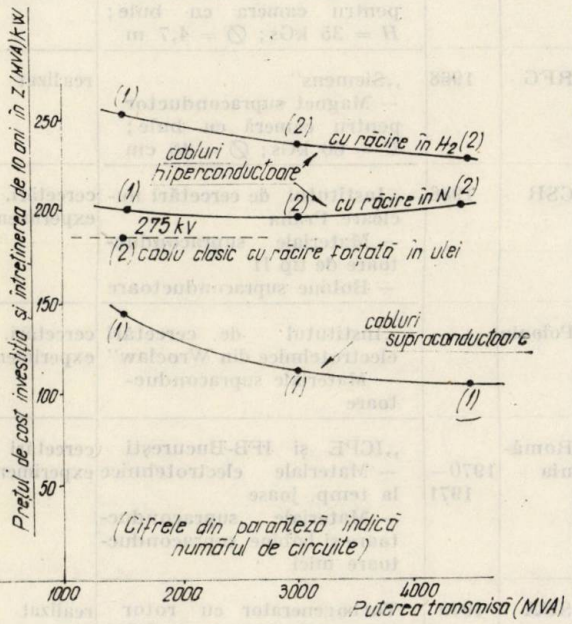


Fig. 6 Comparaţie a preţului de cost la cabluri criogenice.

sugerate de cablurile criogenice. Acest lucru, pe de o parte, datorită dorinţei de realizare a unui grad mai mare de siguranţă în funcţionare şi, pe de altă parte, a unui anumit sentiment de prudenţă manifestat de industrie în adoptarea pe scară largă a ideilor novatoare. În acelaşi timp, întrucît viitorul apropiat ridică mai pregnant chestiunea construirii unor reţele energetice în jurul a un GVA, deci, la limita inferioară a competitivităţii cablurilor criogenice, creşte probabilitatea îmbunătăţirii cablurilor clasice în ulei, prin tehnici criogenice noi.

4. Concluzii

Fenomenul de supraconductibilitate prezintă o atracţie deosebită pentru orice aplicaţie; în care curentul electric întîmpină o rezistenţă neglijabilă sau practic nulă.

Bineînţeles, acest lucru permite şi densităţi de curent foarte ridicate, limitate superior nu de dimensiunile conductorului, ci de valorile critice (I_c; H_c) ale materialului supraconductor.

În stadiul actual, fizica pretinde cu necesitate cîmpuri magnetice de mare intensitate ce pot fi realizate eficient şi economic, numai cu ajutorul supraconductibilităţii. În acest fel primul domeniu de aplicare a supraconductibilităţii este constituit de electromagneţii supraconductori. Producerea lor, în unele cazuri (tipuri de dimensiuni mici şi mijlocii şi intensităţi mari ale cîmpului magnetic) a ajuns în prezent la nivelul unei fabricaţii industriale.

Această tehnică, însă, reprezintă atît suportul cît şi stimulentul unor alte aplicaţii în construcţia de maşini cu bobinaje supraconductoare. Despre astfel de aplicaţii ne vom ocupa într-un alt articol.

Electroenergetica este, în schimb, solicitată la transportul energiei fără pierderi, care în unele cazuri ajung pînă la 15% din puterea transmisă/100 km.

Supraconductorii şi materialele crioelectrotehnice permit reducerea substanţială sau totală cu o eficienţă economică ce nu poate fi asigurată, în stadiul actual, prin alte mijloace. Totuşi aspectele de tehnică criogenică ce apar nu sînt încă deplin soluţionate, şi, în prezent, pe plan mondial se fac eforturi susţinute pentru realizarea primelor exploatări de cabluri criogenice.

Anexa 1

Unele rezultate şi obiective ale cercetării în domeniul crioelectrotehnicii pe plan mondial

Tara	Anul	Specificări asupra cercetării	Observaţii
1	2	3	4
SUA	1969	,,Lewis Research-Center Nasa'' în Cleveland — Ohio. — Magnet supraconductor pentru instalaţie cu plasmă; H = 150 kGs	realizat
,,	1971	,,Lawrence Radiator Laboratory'' Univ. California Berkley. — Magnet pentru reacţii controlate de fuziune termonucleară: H = 55 kGs în bobinaje şi 13,5 kGs la centru; I = 1800 — 2400 A; Temperatura plasmei în cîmpul magnetic este 3.10 °C.	realizat
,,	1968	,,Edison Electric Institute'' — Program pentru transmiterea energiei în c. a. prin conductori tubulari de Nb, în stare de supraconductibilitate	cercetări experimentări
,,	1964	Prototip de magnet supraconductor pentru MHD; cu H = 40 kGs; cansal cu ∅ 30 cm şi lungime de 12 m	proiectat
,,	1966	,,Brookhaven National Laboratorium'' — magnet supraconductor pentru cameră cu bule: H = 30 kGs; ∅ = 4,2 m	proiectat
,,	1970	,,Argone National Laboratorium'' Magnet supraconductor pentru cameră cu bule; H = 18 kGs; ∅ = 4,7 m	realizat
Anglia	1963	Program iniţiat pentru stabilirea caracteristicilor electrice ale liniilor supraconductoare de transmisie a energiei	cercetări, experimentări

(Continuare anexa 1)

1	2	3	4
Anglia	1968	,,International Research and Development Co'' Newcastle — Primul motor electric cu bobinaje supraconductoare la stația de pompare a centralei electrice de la Fawley ; ∅ = 3000 CP ; 200 rot/m	realizat
,,	1966	,,Rutherford High Energy Laboratory Magnet supraconductor pentru cameră cu bule ; H = 75 kGs ; ∅ = 2 m	realizat
,,	1966	Rutherfort High Energy Laboratory — Mărirea energiei la sincrotonul de protoni de la 7 MeV la 50 MeV prin înlocuirea electromagnetului convențional cu unul supraconductor în impulsuri.	proiectat, realizat
URSS	1969	Institutul de fizică teoretică și experimentală — Moscova — Magnet supraconductor pentru cameră cu bule	proiectat, realizat
,,	1971	Alimentarea uzinei de aluminâ din Bratsk în c. c. prin linii subterane supraconductoare	în proiectare, cercetări, experimentări
,,	1969	Institutul pentru temperaturi joase din Moscova — Magneți supraconductori pentru generatoare MHD	studii, cercetări, experimentări
,,	1970	Cercetări pentru stabilirea de noi aliaje supraconductoare (Nb-Al-Ge)	cercetări, experimentări
Franța	1970	,,Thomson-Brandt Bobine supraconductoare cu H pînă la 150 kGs și dimensiuni mici (∅) pînă la 10 cm și l pînă la 30 cm)	realizat
,,	1968	,,Laboratoire Central des Industries electriques-Paris Dielectrici la temperaturi joase	cercetări, experimentări
,,	1968	,,Direction des Recherches Altshom Paris — Criomașini electrice	cercetări, experimentări
,,	1969	,,Centre de Recherches de la Compagnie Génerale d'Electricité — Paris — Materiale supraconductoare	cercetări, experimentări
RFG	1969	,,Institutul de cercetări nucleare KSA — Iülich — Înlocuirea electromagnetului convențional, cu unul supraconductor la instalația MHD	proiectat, în curs de realizare
RDG	1969	,,Inst. Prüffeld für elektrisch Hochleistungstechnik'' Berlin — Transformatoare criogenice și cu bobinaje supraconductoare	cercetări, experimentări

(Continuare anexa 1)

1	2	3	4
Elveția	1970	,,Conseil Européen pour la Recherche Nucleaire'' (CERN) — Magnet supraconductor pentru camera cu bule ; H = 35 kGs ; ∅ = 4,7 m	proiectat, în curs de realizare
RFG	1968	,,Siemens'' — Magnet supraconductor pentru cameră cu bule ; H = 60 kGs ; ∅ = 40 cm	realizat
CSR	1986	,,Institutul de cercetări nucleare Praha — Materiale supraconductoare de tip II — Bobine supraconductoare	cercetări, experimentări
Polonia		,,Institutul de cercetări electrotehnice din Wroclaw'' — Materiale supraconductoare	cercetări, experimentări
România	1970—1971	,,ICPE și IFB-București — Materiale electrotehnice la temp. joase — Materiale supraconductoare și bobine supraconductoare mici	cercetări experimentări
SUA	1972	Turbogenerator cu rotor supraconductor de 2 MVA la ,,Massachusetts Institute of Tehnology'' (M. I. T.), în cadrul unui program preliminar	realizat
SUA	1972	La M. I. T. program pentru turbogeneratoare cu rotor supraconductor de 1 000 MVA (termen 1985)	proiecte experimentări
SUA	1972	Turbogeneratoare cu rotor supraconductor de 5 MVA. La ,,Westinghouse-Electric Corporation'' dintr-o serie de 5 exemplare, în cadrul unui program preliminar	realizat
SUA	1972	La ,,Westinghouse Electric Corporation'' un program pentru realizarea de turbogeneratoare supraconductoare, destinate echipării navelor maritime și centralelor electrice cu puteri pînă la 800 MVA (termen, 1980 — 1985)	studii experimentări
Anglia	1972	,,Science Research Concil'' program pentru construirea unui turbogenerator cu rotor supraconductor de 60 MVA, destinat echipării navelor maritime (termen, 1982)	studii cercetări
Romînia	1972	La ,,ICPE'' program pentru realizarea unui electromagnet supraconductor destinat utilizării în laboratoare a cîmpurilor magnetice intense (termen 1973)	proiecte, experimentări

Bibliografie

[1] *Stănculescu, V.* Supraconductori și materiale crioelectrotehnice. În : Electrotehnica **23**, 1975

[2] *Passotti, G., Sachetti, M.* ș. a. Stato attuale delle tecniche de costruzione dei elettromagneti superconduttori. În : l'Electrotehnica vol. **LIV**, nr. 2, 1964.

[3] *Stănculescu, V., Nicolae, I. D.* Cercetări asupra materialelor supraconductoare și a altor materiale electrotehnice la temperaturi joase. Documentație ICPE 15—143, dec 1970.

[4] *Parks, E. D.* Superconductivity, vol. **II**. New-York, Ed. M. Dekker. Inc. 1969.

[5] *Womack, G. I.* M. H. D. power generation : enginearing aspects. Ed. Chapman-Hall, 1969,.

[6] *Magnien, M.* L'avenir de l'électrotechnique des courants forts : l'industriel, l'utilisation, le novateur. În R. G. E., mai 1970.

[7] *Stănculescu, V.* Comportarea cuprului electrotehnic uzual în gama criogenică a temperaturilor. În : Lucrările ICPE, nr. 26, dec 1971.

[8] *Stănculescu, V., Nicolae, I. D., Pazstor, G., Nistor, Gh.* Cercetări asupra materialelor supraconductoare și a altor materiale electrotehnice la temperaturi joase. Documentație ICPE 15 — 207, iunie 1972.

[9] *Klaudy, P.* Transport d'énergie par câbles refroidis à très basses températures, en particulier par câbles supraconducteurs. În : Bulletin de l'Associacion Suisse des électriciens, nr. 12, dec 1970.

[10] *Procopiu, Șt.* Electricitate și magnetism, vol. **2** Universitatea-Iași, Ed. Lab. Electricitate, 1940.

[11] *** Conférance à Londres du 24 au 26 mars 1969 sur ,,Basses températures et puissance électriques'' (rezumat). În : RGE nr. 1, ian 1970.

[12] *Rogers, E. C.* A comparaison of superconducting and cryo-rezistive power cables. În : Documentație : Central Research and Engineering Division B. I. C. C. London 1969 p. 80 — 90 (Courtesy of BICC).

[13] *Cruceru, C., Stănculescu, V.* Aspecte cu privire la utilizarea cablurilor criogenice supraconductoare în rețelele și sistemele electroenergetice. A VIII-a sesiune tehnico-științifică ICPE-Buc. sep 1972.

[14] *Rogers, E. C., Slaughter, R. J., Swift, D. A.* Design for a superconducting a.c. power cable. In: Proc. IEF, vol. **118**, nr. 10, 1971.

[15] *Croitoru, Z.* Sur les dimensionement des câbles a supraconducteurs. In: FDF Bulletin de la direction des études et recherches—serie (Réseaux électriques, matériels électriques), nr. 4, 1969.

[16] *Montgomery, D. B.* Solenoid magnet design New York. Ed. Wiley Interscience, 1969.

[17] *Bogner, G.* Stand den Entwicklung bein Bau Supraleitungsmagnete. În : ETZ-A-vol. **89**, nr. 14, 1968. p. 321 — 324.

Intrat în redacție la 14. III. 1973

CZ 621 315.23 .621.316.1.3/.7 :311.214

FIABILITATE
REȚELE ELECTRICE SUBTERANE
RATA DE DEFECTARE

Considerații cu privire la fiabilitatea rețelelor electrice în cablu de medie și înaltă tensiune de 10....110 kV

CONSTANTIN CRUCERU*—BUCUREȘTI

Posibilitatea de a asigura, la un moment dat, funcționarea în serviciu, în bune condiții, a rețelelor electrice de energie în cablu, cunoscută și sub denumirea de grad de disponibilitate a rețelelor respective, constituie un element tehnico-economic important al programării și exploatării electro-energetice. În cursul ultimilor ani, conceptul de grad de disponibilitate a rețelelor electrice s-a răspîndit rapid fiind definit, din punct de vedere cantitativ, ca probabilitate de funcționare continuă și fără întreruperi a rețelelor și ca un factor fundamental, care trebuie să fie luat în considerație în cazul evaluării proiectelor de dezvoltare cu caracter prospectiv în transportul energiei electrice, prin cabluri de energie a unor puteri unitare ridicate și foarte ridicate. Gradul de disponibilitate a rețelelor electrice în cabluri depinde de doi factori :

— durata medie de viață a cablurilor de energie, ca elemente de rețea, care rezultă din fiabilitatea propriu-zisă, definită ca probabilitate a duratei de viață, în funcție de timpul scurs în funcționarea cablurilor ;

— durata medie de menținere, în funcționare continuă a rețelelor de energie în cablu.

Gradul de disponibilitate constituind un atribut al fiabilității, se vor prezenta, în prealabil, unele aspecte ale conținutului acesteia și apoi se va trata conținutul fizico-matematic.

1. Considerații privind definirea noțiunii de fiabilitate a rețelelor de energie în cablu

Fiabilitatea, notată în această lucrare cu $F(t)$, sau probabilitatea de existență în funcționare a rețelelor electrice în cablu de medie și joasă tensiune $P(t) = 1 - F(t)$, se asociază totdeauna cu rata de defectare ca raport între viteza de creștere, față de timp, a probabilității $P(t)$ și fiabilitatea $F(t) = 1 - P(t)$:

$$\lambda(t) = \frac{\dfrac{dP(t)}{dt}}{1 - P(t)}. \qquad (1)$$

În asemenea condiții, durata medie de viață a rețelelor de energie, în cablu, este integrala

* Conf. Dr. ing. *C. Cruceru* este cercetător științific principal la Institutul de cercetări electrotehnice din București.

vitezei de creştere a probabilităţii, în raport cu timpul, adică :

$$\theta = \int_0^\infty t \cdot \frac{\mathrm{d}P(t)}{\mathrm{d}t} \cdot \mathrm{d}t = \int_0^\infty F(t)\,\mathrm{d}t. \qquad (2)$$

Rata de defectare $\lambda(t)$ se poate reprezenta grafic, sub forma unei curbe lănţişor, aşa cum se arată în figura 1.

În prima zonă (a), rata de defectare scade, apoi rămîne în palier (b), pentru ca, finalmente, să crească (c). Perioada corespunzătoare palie-

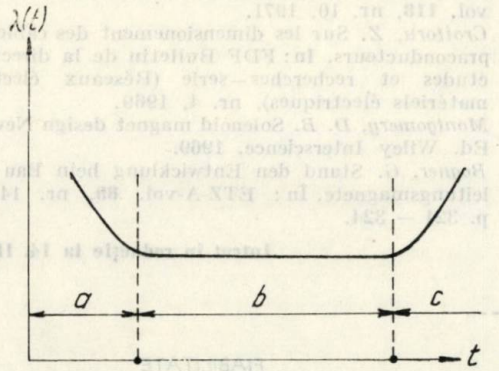


Fig. 1. Reprezentarea grafică a curbei ratei de defectare a reţelelor de energie în cablu de medie şi înaltă tensiune : a — în perioada iniţială ; b — în perioada de maturitate (funcţionare normală) ; c — în perioada de îmbătrînire ; t — durata de timp scursă, în funcţionare, a reţelelor de energie în cablu.

rului (b) este caracterizată prin existenţa unor defecte de origine externă, care nu pun în pericol funcţionarea reţelelor şi nici nu conduc la fenomene de îmbătrînire prematură a acestora. În perioada (c) au loc procese pronunţate, intense de îmbătrînire, care conduc la scăderea gradientului de serviciu sub nivelul gradientului de ionizare (de descărcări parţiale), procese care se conformă legii lui Paschen.

Pe baza considerentelor menţionate, reţelele de energie, în cablu de medie şi înaltă tensiune, pot fi afectate de două categorii distincte de defecte :

— *defecte mecanice* cauzate de lovituri provocate prin operaţii de escavare şi dragare a solurilor în care sînt montate cablurile de energie ;

— *defecte electrice* provocate de supratensiuni de scurtă durată, care pun în pericol izolaţia cablurilor şi conduc la scăderea rapidă a rigidităţii lor dielectrice şi la străpungerea electrică a reţelelor în cablu.

Noţiunea de fiabilitate, în cazul cablurilor cu defecte mecanice. Cunoscînd probabilitatea unui defect $P(t)$, în timpul unei durate de timp (t), vom scrie axioma probabilităţilor compuse a defectelor mecanice sub forma :

$$\mathrm{d}P(t) = [1 - P(t)]\,\mathrm{d}t, \qquad (3)$$

unde : λ este rata de defectare a reţelelor în cablu.

Integrînd ecuaţia se obţine :

$$P(t) = 1 - \exp\,(-\lambda t), \qquad (4)$$

probabilitatea apariţiei a cel puţin un defect ; expresia fiabilităţii care rezultă, în consecinţă, este următoarea :

$$F(t) = \exp\,(-\lambda t), \qquad (5)$$

ceea ce corespunde unei variaţii exponenţiale.

Pe baza considerentelor de mai sus, se poate determina durata medie de funcţionare în timp a reţelelor între două defecte cu relaţia :

$$\bar{t} = \theta = \int_0^\infty t \cdot \frac{\mathrm{d}P(t)}{\mathrm{d}t}\,\mathrm{d}t = -\int_0^\infty t \cdot \frac{\mathrm{d}F(t)}{\mathrm{d}t}\,\mathrm{d}t. \qquad (6)$$

Integrînd prin părţi relaţia (6), se obţine durata medie de funcţionare a unei reţele în cablu :

$$\theta = \left| -t \cdot F(t) \right|_0^\infty + \int_0^\infty F(t)\,\mathrm{d}t = \int_0^\infty F(t)\,\mathrm{d}t =$$

$$= \int_0^\infty \exp\,(-\lambda t)\,\mathrm{d}t = \frac{1}{\lambda}. \qquad (8)$$

Rezultă că fiabilitatea are forma :

$$F(t) = \exp\,(-t/\theta). \qquad (9)$$

Pentru o lungime de cablu de N ori mai mare această fiabilitate devine :

$$F^N(t) = \exp\,(-Nt/\theta). \qquad (10)$$

Noţiunea de fiabilitate în cazul reţelelor de energie cu defecte electrice. Defectele electrice ale reţelelor de energie în cablu sînt provocate, aşa cum s-a menţionat, de supratensiuni de serviciu, de îmbătrînirea dielectricului sub acţiunea descărcărilor parţiale (izolaţii sintetice din PVC sau polietilenă, izolanţii de hîrtie impregnată), imperfecţiuni tehnologice în procesul de fabricaţie a cablurilor (procese de extrudere cu materiale plastice izolante, procese de uscare şi impregnare cu ulei a cablurilor ş. a.).

Noţiunea de fiabilitate asociată defectelor provocate de fenomene de îmbrătrînire. Defectele provocate de procesele de îmbătrînire conduc la scăderea duratei de viaţă a reţelelor electrice de energie în cablu, iar fiabilitatea în acest caz se poate defini, pentru un anumit gradient de serviciu, prin legea lui Weibull [1...6]:

$$F(t) = \exp\,[-(t)/t_0)^m], \qquad (11)$$

în care : m este un parametru statistic supraunitar, corespunzător zonei (c) din figura 1, ceea ce conduce la o rată a defectelor egală cu :

$$\lambda(t) = mt^{m-1}. \tag{12}$$

Dacă $m = 1$, corespunzător zonei b (fig. 1), atunci $\lambda = m$.

Dacă $m < 1$, corespunzător zonei a (fig. 1), atunci λ descreşte progresiv.

Noţiunea de fiabilitate asociată teoriei statistice a străpungerii electrice a reţelelor electrice de energie în cablu. Se ştie că străpungerea electrică a reţelelor de energie în cablu este provocată de doi factori potenţiali :

— structura intrinsecă a materialelor izolate folosite în construcţia cablurilor (impurităţi, grad necorespunzător de omogenitate) ;

— fenomene de îmbătrînire, provocate de descărcările parţiale, produse în cavităţile dielectricului cablului.

În absenţa existenţei unuia din factorii menţionaţi se admite, teoretic, că fiabilitatea sau probabilitatea de nonstrăpungere, a unei lungimi oarecare de cablu, se exprimă cu relaţia :

$$F(G, t) = [- KG^b t]. \tag{13}$$

Constantele K, b sînt stabilite statistic, pe baza unui mare număr de străpungeri, iar G este gradientul de serviciu al cablurilor de energie.

În cazul cînd se încearcă un cablu de energie de 10 ... 110 kV, la un anumit gradient de încercare G_e şi o anumită durată de timp T_e, fixată prin condiţii tehnice (de regulă, 6 luni pînă la 1 an), atunci probabilitatea de străpungere (clacare) a unui eşantion din cablu, pentru un gradient de serviciu G_s şi o durată de serviciu T_s se poate determina cu relaţia :

$$P(G_s, T_s) = 1 - \exp\left[\left(\frac{G_s}{G_e}\right)^b \cdot \left(\frac{T_s}{T_e}\right)^a\right], \tag{14}$$

în care, constanta b se poate calcula statistic prin mai multe încercări de clacaj. Pentru o lungime medie a cablului de 100 km expresia (14) devine :

$$P(G_s, T_s) = \left(\frac{G_s}{G_e}\right)^b \cdot \left(\frac{T_s}{T_e}\right)^a, \tag{15}$$

iar numărul (n) de străpungeri posibile se determină cu relaţia :

$$n = N\left(\frac{G_s}{G_e}\right)^b \cdot \left(\frac{T_s}{T_e}\right)^a. \tag{16}$$

În cazul cînd lungimea unei reţele electrice de energie în cablu este (l), atunci fiabilitatea ei, în funcţie de gradientul de serviciu şi de timp (t) se poate evalua cu relaţia :

$$F(G, t) = \exp\,[- K \cdot 1\,(G - G_i)^b\,(t^\alpha + \tau^\alpha)t], \tag{17}$$

în care, constantele τ şi α sînt subunitare, avînd valori cuprinse între 0,5 şi 0,7.

2. Gradul de disponibilitate a reţelelor electrice de energie

Aşa cum se arată în (1 ... 6), precum şi în introducere, gradul de disponibilitate a reţelelor electrice de energie în cablu se poate exprima, matematic, cu relaţia :

$$D = \frac{\theta}{\tau + \theta}, \tag{18}$$

în care τ şi θ au semnificaţiile din paragraful 1.

În asemenea condiţii rata de disponibilitate a reţelei se defineşte cu expresia :

$$I = \frac{\tau}{\tau + \theta} = 1 - D. \tag{19}$$

În cazul cînd reţeaua se compune din două cabluri în paralel, pentru fiecare din ele se scrie un sistem de ecuaţii (18) şi (19), iar ansamblul lor, pentru simplificare, se poate pune sub formă matricială :

$$\begin{bmatrix} D(t) \\ I(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\theta} & \frac{1}{\tau} \\ \frac{1}{\theta} & -\frac{1}{\tau} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} D(t) \\ F(t) \end{bmatrix}, \tag{20}$$

ceea ce conduce, prin rezolvare, la determinarea gradului de disponibilitate $D(t)$ cu relaţia :

$$D(t) = \frac{\theta}{\tau + \theta} + \frac{\tau}{\theta + \tau} \exp\left[- t\left(\frac{1}{\theta} + \frac{1}{\tau}\right)\right]. \tag{21}$$

Cu ajutorul relaţiilor de mai sus s-au făcut determinări experimentale pe tronsoane de cabluri, montate, avînd lungimea de 4 ... 5 km şi s-a găsit că gradul de disponibilitate, exprimat în procente, este de circa 80 %.

Pentru un număr de (n) cabluri, montate în paralel, gradul de disponibilitate se determină cu relaţia :

$$I_n = \left(\frac{\tau}{\theta + \tau}\right)^n. \tag{22}$$

3. Concluzii

Din analiza lucrării reiese că :

— este posibilă determinarea fiabilităţii reţelelor electrice de energie de cabluri de medie şi înaltă tensiune, ţinînd seamă de factorii care caracterizează structura şi condiţiile de funcţionare ale acestora ;

— determinarea fiabilităţii cablurilor se poate face pe baza mai multor criterii de apreciere : defecte mecanice, defecte electrice, procese de îmbătrînire electrice provocate de descărcările parţiale, care iau naştere în reţelele subterane din cauze structurale şi datorită unor imperfecţiuni tehnologice produse în timpul fabricaţiei cablurilor ;

— fiabilitatea reţelelor în cablu permite evaluarea gradului lor de disponibilitate şi de indisponibilitate ;

— prin folosirea unor relaţii matematice, aplicate în diferite condiţii de funcţionare a reţelelor, se poate calcula durata de viaţă a cablurilor de energie de 1 ... 10 kV. În acest scop, ne propunem ca într-o lucrare viitoare să prezentăm rezultatele obţinute.

Bibliografie

[1] *Weibull, W. A.* Statistical distribution function of wide applicability. În : Trans. ASME SUA, New York, **18**, 1951, p. 293 — 297.

[2] *Artbauer, I.* Electrische Dauerfestigkeit und Kurzzeitfestigkeit. În : ETZ—A, nr. 6, ian 1969, p. 326—331.

[3] *Pollard, A, Rivoire, C.* Fiabilité et statistiques prevision-nelles. La methode de Weibull. Paris, Editura Eyrolles, 1971.

[4] *Simon, C.* Recherche de la fiabilité des réseaux de cables exposes a des-containtes de gradient électrique. În : Revue Générale de l'Électricité, vol. **80**, nr. 11, nov 1971, p-831-836.

[5] *Oudin, J. M.* Rapport général du Groupe de Travail 21 (Câbles izolés à haute tension) În : Electra, nr. 28, dec 1972, p. 103 —111.

[6] *Oudin, J. M., Causse, L. Lacoste,* A. Contribution génèrale a l'étude de la disponibilité de reseaux haute tension de cable isoles. În : Revue Generale d'Electricité, vol. **82**, nr. 6, iunie 1973, p. 388 — 394.

Intrat în redacţie la 23.XII.1974

CZ 51.530.17

FENOMEN FIZIC
GRAF DE FLUENŢĂ
MODEL
SIMILITUDINE

Aplicarea teoriei grafurilor de fluenţă la determinarea criteriilor de similitudine

MIHAI IORDACHE*—BUCUREŞTI

1. Introducere

Folosirea teoriei sistemelor de ecuaţii algebrice liniare şi omogene în analiza dimensională şi în teoria similitudinii a fenomenelor fizice a căpătat, în ultimul timp, o extindere din ce în ce mai mare, care se justifică exclusiv prin rigurozitatea ştiinţifică a metodei şi a rezultatelor obţinute pe această cale.

După cum este cunoscut, rezolvarea problemelor de analiză dimensională, pe baza teoriei ecuaţiilor algebrice, are ca punct de plecare alcătuirea matricei dimensionale a fenomenului examinat. Aranjarea în această matrice a variabilelor dimensionale de care depinde fenomenul constituie, din punct de vedere practic, lucrul cel mai important, deoarece obţinerea celor mai avantajoase forme de complecşi adimensionali este determinată de forma de alcătuire a matricei dimensionale. Întrucît în această problemă nu se pot da definiţii apriorice, este raţional să se determine toate formele de scriere a matricei dimensionale, din care să se reţină apoi numai forma care conduce la complecşii adimensionali cei mai avantajoşi, în raport cu efectuarea experienţelor şi interpretarea rezultatelor.

Notînd cu p rangul matricei dimensionale, cu n numărul mărimilor fizice care alcătuiesc matricea dimensională şi cu q numărul liniilor liniar independente ale matricei dimensionale, care întotdeauna este mai mic sau cel mult egal cu numărul unităţilor de măsură fundamentale, numărul formelor de scriere a matricei dimensionale este [1] :

$$N = C_n^p \cdot C_q^p - y, \qquad (1)$$

unde : y este numărul determinanţilor de ordinul p, care sînt egali cu zero, sau, altfel spus, y este numărul combinaţiilor de n mărimi luate cîte p, dependente dimensional.

Numărul de combinaţii dat de diferenţa

$$N' = C_n^p - y, \qquad (2)$$

corespunde cazului $q = p$ şi reprezintă toate grupările posibile de p mărimi fizice, care pot fi

* Ing. *Mihai Iordache* este asistent la Catedra de electrotehnică a I. P. B.

privite ca mărimi fundamentale ale fenomenului examinat, alese independent de mărimile fundamentale ale sistemului de unităţi respectiv. Se observă că, fiecare din aceste grupe respectă două condiţii impuse în astfel de cazuri [1], [4];

1 — să fie independente dimensional, adică dimensiunile fiecărei mărimi fundamentale să nu se poată obţine din nici un fel de combinaţii ale dimensiunilor celorlalte mărimi fundamentale;

2 — dimensiunile mărimii fundamentale să permită exprimarea dimensională a tuturor mărimilor derivate, de care depinde fenomenul studiat.

Matricea dimensională corespunzătoare unui fenomen fizic oarecare are forma :

$$[B] = \begin{array}{c} \\ \text{kg} \\ \text{m} \\ \text{s} \\ \text{A} \\ {}^{\circ}\text{K} \\ \text{cd} \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{cccccccc} a_1 & a_2 & \dots & a_k & a_{k+1} & \dots & a_n \end{array} \\ \begin{bmatrix} b_{11} & b_{12} & \dots & b_{1k} & b_{1k+1} & \dots & b_{1n} \\ b_{21} & b_{22} & \dots & b_{2k} & b_{2k+1} & \dots & b_{2n} \\ b_{31} & b_{32} & \dots & b_{3k} & b_{3k+1} & \dots & b_{3n} \\ b_{41} & b_{42} & \dots & b_{4k} & b_{4k+1} & \dots & b_{4n} \\ b_{51} & b_{52} & \dots & b_{5k} & b_{5k+1} & \dots & b_{5n} \\ b_{61} & b_{62} & \dots & b_{6k} & b_{6k+1} & \dots & b_{6n} \end{bmatrix} \end{array}, \qquad (3)$$

unde : $a_1, a_2, \dots, a_n$ reprezintă mărimile fizice ce caracterizează fenomenul studiat; kg, m, s, A, °K, cd sînt unităţile fundamentale din sistemul internaţional (S. I.); b_{ij}, $j = 1, 2, \dots, 6$; $i = k = 1, 2, \dots\dots, n$ reprezintă, pe coloane, exponenţii din ecuaţia dimensiunilor fiecărei mărimi fizice.

Toţi complecşii adimensionali care intervin într-un fenomen pot fi definiţi [1], [4], printr-o formulă unică, determinată prin produsul unor anumite puteri ale tuturor mărimilor fizice care intervin în fenomen :

$$\pi = a_1^{x_1} \cdot a_2^{x_2} \dots\dots a_k^{x_k} \cdot a_{k+1}^{x_{k+1}} \dots\dots a_n^{x_n}. \qquad (4)$$

Scriind ecuaţia dimensională în S. I. a formulei (4) şi avînd în vedere că π este adimensional; se obţine sistemul de ecuaţii algebrice, liniare şi omogene :

$$[B] \cdot x] = 0, \qquad (5)$$

unde :

$$x] = \begin{vmatrix} x_1 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ x_n \end{vmatrix}$$ este matricea coloană a necunoscutelor,

iar $[B]$ este matricea dimensională (3).

Fiecare matrice dimensională are primele p coloane ocupate de mărimile fizice fundamentale, iar primele p linii ale matricei corespund uneia din combinaţiile celor q linii, liniar independente, luate cîte p. Criteriile de similitudine care corespund unui anumit fenomen fizic, deci unei anumite matrice dimensionale, nu depind de ordinea de scriere a mărimilor fundamentale şi derivate pe coloanele corespunzătoare lor în matrice.

În ceea ce priveşte identificarea determinanţilor nuli de ordinul p, aceasta impune alcătuirea tabelului cu toate grupele combinaţiilor de n mărimi fizice luate cîte p. După aceea, ori se calculează fiecare determinant în parte, ori se caută liniile sau coloanele proporţionale între ele.

Trebuie remarcat că fiecare combinaţie de p mărimi fizice legate între ele printr-o relaţie de definiţie sau lege, conduce întotdeauna la un determinant nul de ordinul p. De pildă, combinaţia U, I, R conduce întotdeauna la un determinant nul de ordinul trei, deoarece tensiunea U, curentul I şi rezistenţa R sînt legate între ele prin relaţia : $U = R \cdot I$ dată de legea lui Ohm.

Utilizarea grafelor de fluenţă în determinarea criteriilor de similitudine care intervin în studiul pe model a fenomenului examinat, permite atît calcularea rapidă a tuturor determinanţilor de ordinul p, cît şi a acestor criterii.

2. Utilizarea grafurilor de fluenţă în calculul criteriilor de similitudine

Pentru a putea aplica teoriea grafurilor de fluenţă în determinarea criteriilor de similitudine corespunzătoare fenomenului fizic examinat, trebuie mai întîi să se construiască graful de fluenţă al sistemului de ecuaţii algebrice liniare (5). În acest scop, sistemul (5) se scrie :

$$\sum_{k=1}^{n} t_{kj} x_k = x_j, \quad \text{cu} \quad j = 1, 2, \dots, 6, \qquad (6)$$

în care variabilele sînt : $x_1, x_2, \dots, x_n$, iar coeficienţii sînt :

$$t_{jk} = -b_{jk}, \quad k = 1, 2, \dots, n; \quad j = 1, 2, \dots, 6, \; j \neq k;$$

$$t_{jj} = 1 - b_{jj}, \quad j = 1, 2, \dots 6.$$

Se observă că sistemul de ecuaţii (6) este un sistem algebric, liniar şi omogen cu numărul de necunoscute n şi numărul de ecuaţii $m = 6$ ($n > m$ în cele mai multe cazuri), care admite întotdeauna soluţia $x_1 = x_2 = x_3 = \dots = x_n = 0$ numită soluţia de zero sau soluţia banală.

Se presupune că $n > m$ şi că rangul matricei dimensionale $[B]_{m \times n}$ este $p = m$, (în general $p \leqslant m = 6$), egal cu ordinul determinantului principal al matricei sistemului.

După cum se ştie din teoria sistemelor de ecuaţii algebrice, liniare şi omogene [7], în acest caz sistemul (6) admite o soluţie diferită de soluţia banală. Necunoscutele principale

(dependente) sînt $x_1, x_2, \ldots, x_p$, iar necunoscutele secundare (independente) sînt $x_{p+1}, \ldots, x_n$.

Ţinînd seamă de această împărţire a necunoscutelor sistemul (6) se poate scrie astfel:

$$x_j = \sum_{k=1}^{n} t_{jk}\, x_k + t'_{0j}, \quad j = 1, 2, \ldots, p, \qquad (7)$$

în care : $t'_{0j} = \sum_{r=1}^{n-p} t_{j,p+r} \cdot x_{p+r}$, reprezintă transmitanţa laturii ce leagă nodul asociat variabilei x_j şi nodul sursă $x_0 = 1$.

Prin definiţie [3], [5], fiecare variabilă asociată unui nod, la care sînt conectate laturi orientate spre el, este egală cu suma transmi-

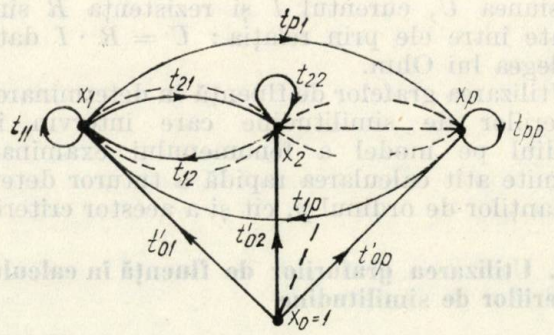


Fig. 1

tanţelor acestor laturi, înmulţite fiecare cu variabila nodului din care iese latura respectivă.

Graful de fluenţă corespunzător sistemului de ecuaţii (7) este reprezentat în figura 1. Transmitanţa echivalentă de la nodul sursă x_0 la un nod de varabilă x_k se poate obţine pe baza relaţiei:

$$T_{0k} \overset{d}{=} \frac{x_k}{x_0}. \qquad (8)$$

Odată calculată această transmitanţă echivalentă se poate obţine variabila x_k, pe baza relaţiei:

$$x_k = T_{0k} \cdot x_0. \qquad (9)$$

Mason a stabilit [2] o formulă pentru aceste transmitanţe echivalente:

$$T_{0k} = \frac{\sum_{j \in (0k)} C_j \Delta_j}{\Delta}, \qquad (10)$$

în care:

$$\Delta = 1 + \sum_{k=1}^{n_B} (-1)^k \cdot S_{pk}, \qquad (11)$$

cu:

n_B este numărul de bucle disjuncte ale grafului;

S_{pk} — suma tuturor produselor de k bucle disjuncte;

C_j — calea j;

$\sum_{j \in (0j)}$ — suma pentru toate valorile lui j; care corespund căilor ce au ca extremităţi nodurile 0 şi k;

Δ_j — mărimea Δ corespunzătoare grafului obţinut din graful dat, prin eliminarea tuturor laturilor legate de nodurile căii j.

Se observă că mărimea Δ_j se poate obţine din Δ, eliminînd termenii care conţin bucle incidente la calea C_j.

Procedeul de aplicare a teoriei grafurilor de fluenţă la determinarea criteriilor de similitudine corespunzătoare fenomenului fizic examinat comportă următoarele etape:

1. Se determină rangul matricei dimensionale (3).

2. Se alege una din grupele de mărimi fizice care pot fi considerate fundamentale în sistemul de unităţi adoptat şi se retranscrie matricea dimensională, astfel încît primele coloane să corespundă grupei de mărimi fizice fundamentale adoptate.

3. Se scrie sistemul de ecuaţii algebrice, liniare şi omogene (5) sub forma (7).

4. Se desenează graful de fluenţă corespunzător sistemului de ecuaţii (7), figura 1.

5. Se calculează determinantul principal al sistemului de ecuaţii (7), cu formula (11), utilizînd graful de fluenţă din figura 2, care nu conţine nodul sursă x_0 pentru că nici o buclă nu trece prin el, nodul sursă fiind nod de divergenţă.

6. Se calculează necunoscutele principale x_1, x_2, ..., x_p cu relaţiile (10) şi (8).

Faptul că fiecare din necunoscutele principale, determinate cu formulele (10) şi (8) depind de $n-p$ necunoscute secundare (independente),

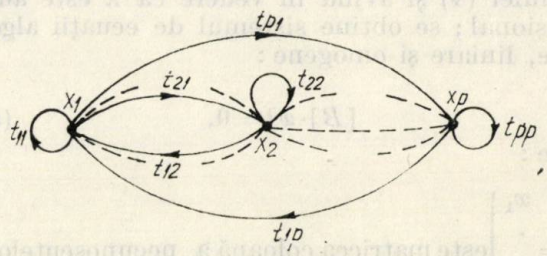


Fig. 2

rezultă că pentru fiecare necunoscută principală se poate obţine o infinitate de valori, ceea ce înseamnă că criteriul de similitudine (4) se poate scrie în fiecare caz într-o infinitate de forme; forma cea mai simplă corespunzînd însă cazului cînd necunoscutelor secundare li se atribuie în mod succesiv valorile 0 şi 1.

Trebuie observat că transmitanțele t'_{oj} ($j = 1, 2, \ldots, m$) ale laturilor ce diverg din nodul sursă x_0 nu sînt constante, ci sînt funcții liniare și omogene de variabile independente $x_{p+1}, x_{p+2}, \ldots, x_n$.

3. Aplicație

Se consideră un circuit electric liniar cu parametrii concentrați, format prin conectarea în serie a unui rezistor de rezistență R cu o bobină ideală de inductivitate L și un condensator ideal de capacitate C. Întreg ansamblul este conectat prin intermediul întrerupătorului K (fig. 3), la o sursă de tensiune constantă cu

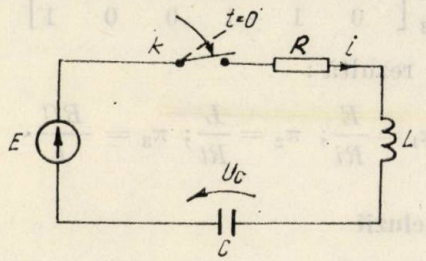


Fig. 3

t. e. m. E. Problema care se pune este determinarea criteriilor de similitudine, folosind teoria grafurilor de fluență (prezentate în paragraful 2) ale acestui circuit în regimul tranzitoriu, care apare în urma închiderii întrerupătorului K la momentul $t = 0$. Se consideră condiția inițială de zero :

$$u_c(0_-) = u_c(0_+) = 0.$$
$$i(0_-) = i(0_+) = 0.$$

Ecuația diferențială ce descrie funcționarea acestui circuit în regim tranzitoriu este :

$$\frac{d^2u_c}{dt^2} + \frac{R}{L} \cdot \frac{du_c}{dt} + \frac{1}{LC} \cdot u_c = E, \qquad (12)$$

unde : u_c este tensiunea la bornele condensatorului.

Expresia intensității curentului electric de conducție i în funcție de tensiunea de la bornele condensatorului u_c este :

$$i = C \cdot \frac{du_c}{dt}. \qquad (13)$$

Funcția implicită ce caracterizează acest fenomen este :

$$f(E, i, R, L, C, t) = 0, \qquad (14)$$

sau :

$$f'(E, u_c, R, L, C, t) = 0. \qquad (14')$$

Matricea dimensională (3) are în acest caz, forma :

$$[B] = \begin{array}{c} \\ \text{kg} \\ \text{m} \\ \text{s} \\ \text{A} \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{cccccc} E & i & R & L & C & t \end{array} \\ \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 1 & -1 & 0 \\ -2 & 0 & 2 & 2 & -2 & 0 \\ -3 & 0 & -3 & -2 & 4 & 1 \\ -1 & 1 & -2 & -2 & 2 & 0 \end{bmatrix} \end{array} \qquad (15)$$

și are rangul $p = 3$.

Numărul formelor, teoretic posibile, de scriere a matricei dimensionale este $C_6^3 = 20$, alegînd una din grupurile de mai jos ca mărimi fundamentale :

E, i, R; E, i, L; E, i, C; E, i, t; E, R, L; E, R, C; E, R, t; E, L, C; E, L, t; E, C, t; i, R, L; i, R, C; i, R, t; i, L, C; i, L, t; i, C, t; R, L, C; R, L, t; R, C, t; L, C, t.

Avînd în vedere formula (1) numărul real posibil N al formelor de scriere a matricei dimensionale este :

$$N = C_6^3 \cdot C_3^3 - 5 = 15. \qquad (16)$$

Pentru a arăta, de exemplu, că o combinație de mărimi R, L, C, nu poate fi luată ca mărimi fundamentale, se consideră determinantul principal format din liniile 1, 3, 4 și coloanele corespunzătoare acestor mărimi în matricea dimensională (15) și se observă că, linia patru este o combinație a liniei 1, fapt care dovedește că determinantul acesta este nul, sau se construiește graful de fluență corespunzător, considerînd toate mărimile secundare nule.

Sistemul de ecuații (7) are forma :

$$\begin{cases} x_1 = -x_2 + x_3 \\ x_2 = 3x_1 + 3x_2 - 4x_3 \\ x_3 = 2x_1 + 2x_2 - x_3. \end{cases} \qquad (17)$$

și graful corespunzător este reprezentat în figura 4.

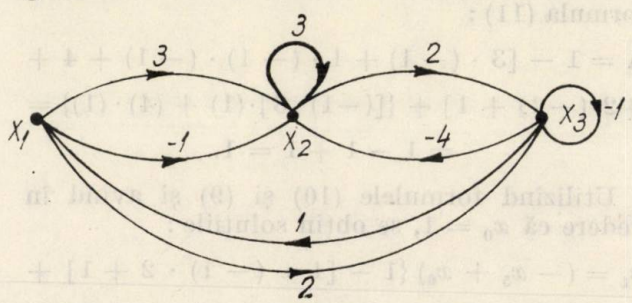


Fig. 4

Aplicînd formula (11) pentru calculul determinantului principal Δ, se obține :

$$\Delta = 1 - [3(-1) + 1.2 + 3.2.1. + 2 \cdot (-4)(-1) + 3 + 2 \cdot (-4) + (-1)] + [3 \cdot (1.2) + 3 \cdot (-1) + (-1) \cdot 3(-1)] = 1 - 7 + 6 = 0.$$

Se aleg ca mărimi fundamentale, mărimile E, R, t şi se retranscrie matricea dimensională (15), astfel încît primele trei coloane să fie ocupate de aceste mărimi :

$$[B] = \begin{array}{c} \\ \text{kg} \\ A \\ \text{m} \\ \text{s} \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{cccccc} E & R & t & i & L & C \end{array} \\ \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & -1 \\ -3 & -3 & 1 & 0 & -2 & 4 \\ -1 & -2 & 0 & 1 & -2 & 2 \\ 2 & 2 & 0 & 0 & -2 & -2 \end{bmatrix} \end{array} \quad (15)'$$

Determinantul principal al matricei dimensionale este minorul de ordinul trei, format din primele trei linii şi primele trei coloane.

Sistemul de ecuaţii (7) are forma :

$$\begin{cases} x_1 = \quad -x_2 \quad\quad\quad\quad -x_5 + x_6 \\ x_2 = 3x_1 + 4x_2 - x_3 \quad\quad + 2x_5 - 4x_6 \\ x_3 = x_1 + 2x_2 + x_3 - x_4 + 2x_5 - 2x_6 \end{cases} \quad (18)$$

Graful de fluenţă corespunzător sistemului de ecuaţii (18) este trasat în figura 5.

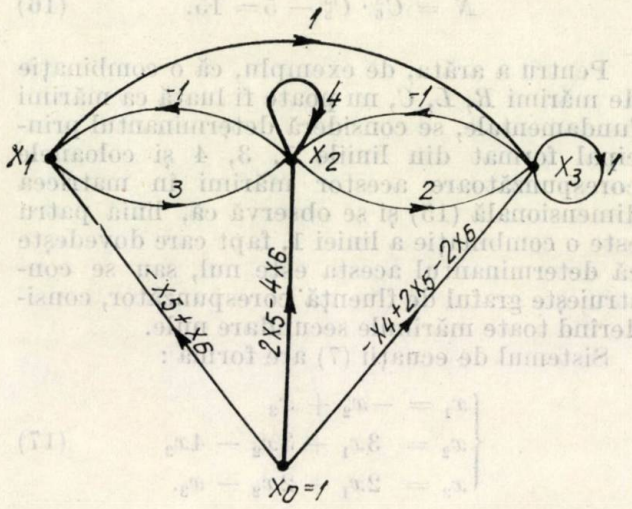


Fig. 5

Valoarea determinantului Δ se obţine cu formula (11) :

$$\Delta = 1 - [3 \cdot (-1) + 1 \cdot (-1) \cdot (-1) + 4 + 2 \cdot (-1) + 1] + \{[(-1) \cdot 3] \cdot (1) + (4) \cdot (1)\} = 1 - 1 + 1 = 1.$$

Utilizînd formulele (10) şi (9) şi avînd în vedere că $x_0 = 1$, se obţin soluţiile :

$$x_1 = (-x_5 + x_6)\{1 - [4 + (-1) \cdot 2 + 1] + (4 \cdot 1)\} + (2x_5 - 4x_6)(1 - 1) + (-x_4 + 2x_5 - 2x_6) \cdot 1 = -x_4;$$

$$x_2 = (-x_5 + x_6) \cdot (3) \cdot (1 - 1) + (-x_5 + x_6) \cdot 1 \cdot (-1) \cdot (1) + (2x_5 - 4x_6)(1 - 1) + (-x_4 + 2x_5 - 2x_6)(-1) \cdot 1 = x_4 - x_5 + x_6;$$

$$x_3 = (-x_5 + x_6) \cdot (1) \cdot (1 - 4) + (-x_5 + x_6) \cdot (3) \cdot (2) \cdot 1 + (2x_5 - 4x_6)(-1) \cdot (1) \cdot 1 + (2x_5 - 4x_6)(2) \cdot 1 + (-x_4 + 2x_5 - 2x_6)[1 - (-1) \cdot 3 - 4] = -x_5 - x_6.$$

Atribuind succesiv necunoscutele secundare x_4, x_5, x_6, valorile zero şi unu şi folosind formula (4), se obţine matricea soluţiilor (19)

$$\begin{array}{c} \\ \pi_1 \\ \pi_2 \\ \pi_3 \end{array} \begin{array}{c} \begin{array}{cccccc} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 & x_6 \\ E & R & t & i & L & C \end{array} \\ \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{array}, \quad (19)$$

de unde rezultă :

$$\pi_1 = \frac{E}{Ri}; \quad \pi_2 = \frac{L}{Rt}; \quad \pi_3 = \frac{RC}{t}. \quad (20)$$

4. Concluzii

Avînd în vedere amploarea deosebită pe care a luat-o studiul fenomenelor fizice pe modele atît în domeniul electrotehnicii, cît şi în alte domenii ale tehnicii moderne, aplicarea teoriei grafurilor de fluenţă la determinarea criteriilor de similitudine reprezintă o metodă rapidă şi eficientă de calcul a lor. Eficienţa creşte în mod deosebit atunci cînd gradul matricei dimensionale (3) este relativ ridicat (≥ 4).

De asemenea, metoda prezintă avantaje în selectarea grupelor de mărimi fizice, care pot fi considerate fundamentale prin calculul rapid al determinantului principal, corespunzător acestor mărimi, folosind graful de fluenţă reprezentat în figura 2 şi formula (11).

Bibliografie

[1] *Vasilescu, A. Al.* Analiza dimensională şi teoria similitudinii. Bucureşti, Editura Academiei R. S. R. 1969.

[2] *Mason, S. J.* Feedback Theory – Further Proprieties of Signal Flow Graphs. În : Proc. Inst. Radio Engrs. nr. 44, 1956, p. 920 – 926.

[3] *Preda, M.*, Bazele electrotehnicii, circuite electrice, vol. II Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1969.

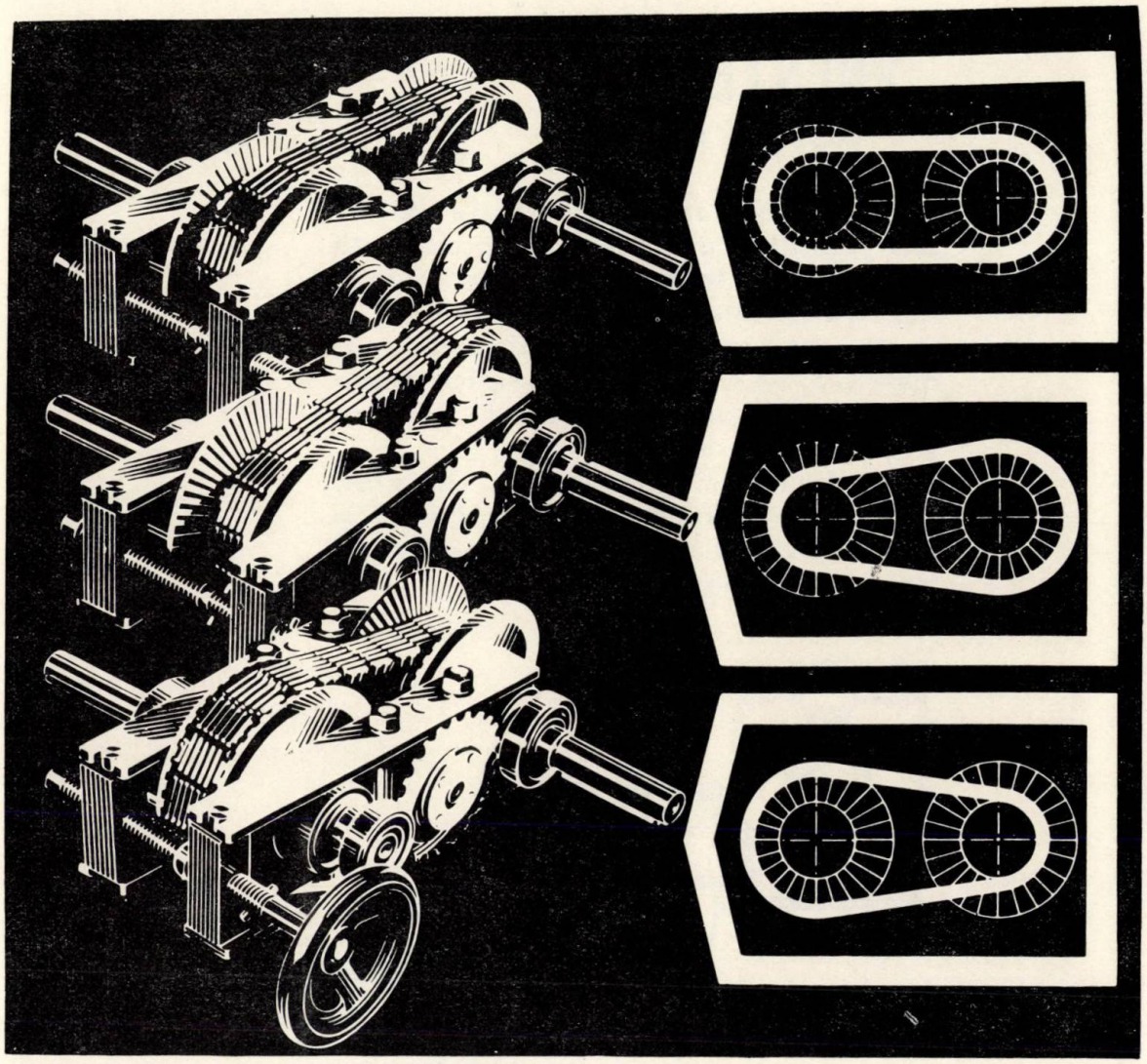
[4] *Venikov, V. A.* Aplicarea similitudinii şi modelării în electroenergetică (traducere din limba rusă, completată). Bucureşti, Editura tehnică, 1972.

[5] *Preda, M. Gavrilă, H., Iordache, M.* Aplicarea metodei secţionării la rezolvarea grafurilor de fluenţă şi deducerea unor noi formule topologice. În : Buletinul Inst. politehnic – Bucureşti tomul **XXXV** nr. 1, ian. – feb. 1973 p. 95 – 111.

[6] *Sena, L. A.* Units of physical quantities and their dimensions. Mir publishers. Moscow, 1972

[7] *Roşculeţ, N. M.*, Analiza matematică. vol. **I** Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică 1967.

Intrat în redacţie la 2.III.1974



Variaţia contínuă a vitezelor

este asigurată prin variatoarele tip Z omologate, reglarea fiind realizată în timpul mersului maşinii de către un volant sau prin intermediul unui levier, eventual de la distanţă, electric sau cu aer comprimat. Aceste variatoare sînt livrate în diferite variante potrivit cu exigenţele privind forţa, raportul de demultiplicare şi prezentare. Transmisiile obţinute prin intermediul unei perechi de tambure şi a unui lanţ articulat, cu reglare şi care depinde de cea de-a doua pereche de tambure, pot fi reglate cu siguranţă în cele două sensuri ale rotaţiei, chiar pentru sarcini variabile.

Variatoarele Z sînt fabricate ţinînd seamă de toate condiţiile impuse. Fabricarea lor precisă şi îngrijită, alegerea materialelor corespunzătoare ca şi marea experienţă a constructorilor garantează o funcţionare sigură şi durabilă.

pragoinvest

Ceskomoravska 23
180 56 Praga 9
Cehoslovacia

ORGANIZAȚIA UNIONALĂ

„VNEȘTEHNIKA“

MOSCOVA, U.R.S.S.

acordă sprijin organizațiilor de cercetări științifice, proiectări de construcții și proiectări tehnologice, intreprinderilor industriale și firmelor sovietice și străine în rezolvarea problemelor comerciale, de transport și juridice legate de realizarea colaborării tehnico-științifice, în domenile :

— efectuării lucrărilor de cercetări științifice, proiectări de construcții și proiectări tehnologice în comun și pe bază de comenzi ;

— executării comenzilor organizațiilor sovietice și străine pentru elaborarea și transmiterea documentației tehnico—științifice, precum și pentru confecționarea și închirierea utilajelor științifice, prototipurilor, produselor și materialelor ;

— efectuării de expertize tehnico-științifice, încercări de utilaje și materiale, consultații.

ORGANIZAȚIA UNIONALĂ

„VNEȘTEHNIKA“

MOSCOVA, U.R.S.S.
STAROKONIUȘENNY PEREULOK, 6.
TELEFON 202-02-60

SOCIETATEA POLONEZĂ PENTRU ELECTROTEHNICA G.m.b.H

Elektrim

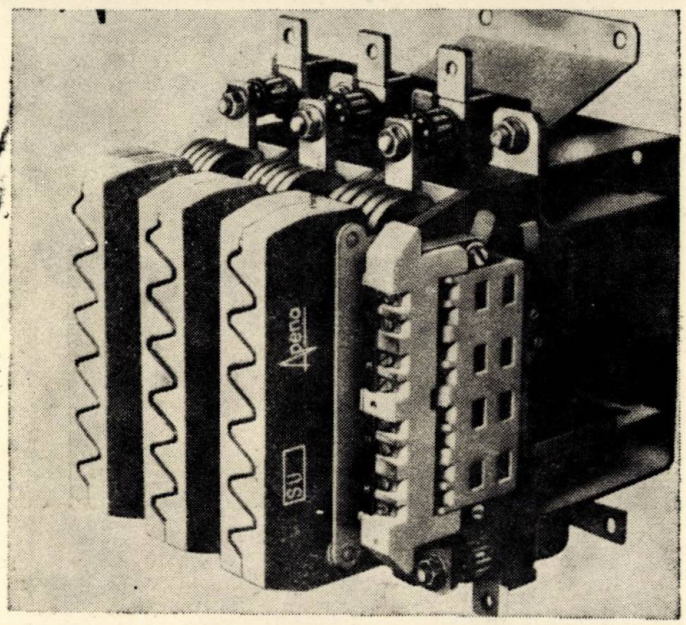
00—950 Warșovia. Czackiego, 15/17—Polonia
Căsuța poștală: 638, telegraf: ELEKTRIM—
WARSOVIA Telefon 26-62-74, Telex: 814 351

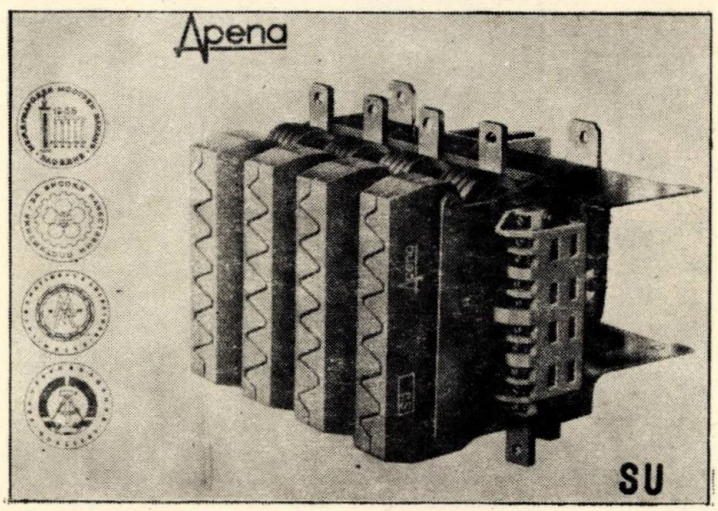
MEDALIA DE AUR la Tîrgul internațional de la
Plowdiv — 1968
și
Leipzig — 1969

ELEKTRIM OFERĂ:

CONTACTOARE UNIVERSALE Seria SU

pentru curent nominal de 40 pînă la 1600 A
în execuție normală, maritimă
și de tracțiune





Aplicare:

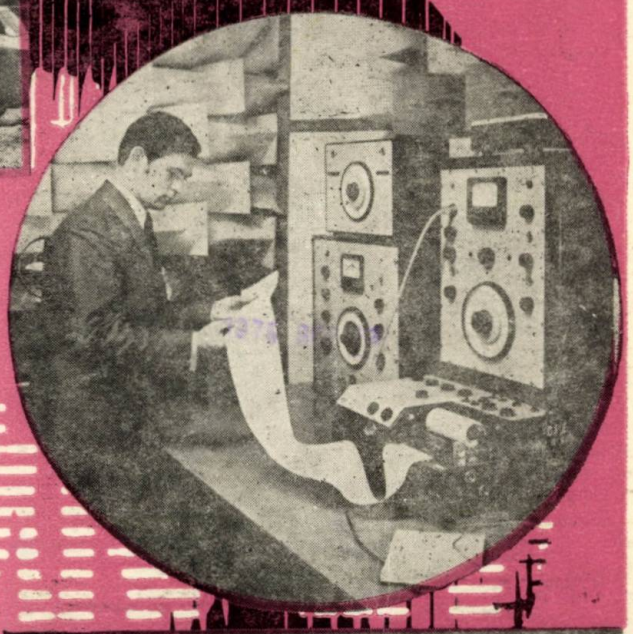
În sistemele complexe de automatizare industrială pentru comanda unor motoare independente, mai ales în condiții de inversare de sens, pornire grea și frînare contracurent.

Pe lîngă acestea ELEKTRIM mai oferă:

CONTACTOARE seria SG

pentru curent nominal de 100, 200 și 400 A din grupa de utilizare AC1, AC2, AC3 și AC4, destinate pentru conectarea circuitelor de curent alternativ, în principal, pentru comanda electromotoarelor și în funcționare normală, adică la pornirea directă a motoarelor electrice asincrone cu rotor în scurtcircuit și cu inele colectoare. Deconectare la turație maximă și la frînare în contracurent, ca și în condiții grele de lucru, adică la pornirea directă a motoarelor asincrone cu rotor în scurtcircuit, cu comutatoare pentru funcționare reversibilă.

Institut decorat
cu ordinul muncii clasa I



Intenționați desigur să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive!

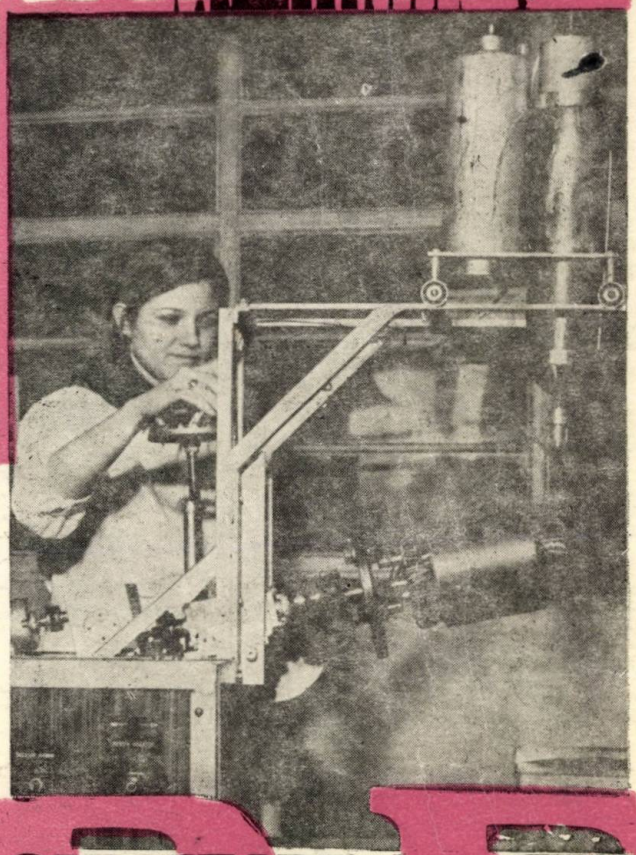
Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine!

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dv. doriți standuri de încercări și metode care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele!

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite?

La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică (ICPE) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.



INSTITUTUL DE CERCETARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

ICPE

BUCUREȘTI, — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00

E 2040

R

REFERATIVA

Electrotehnica Electronica Automatica

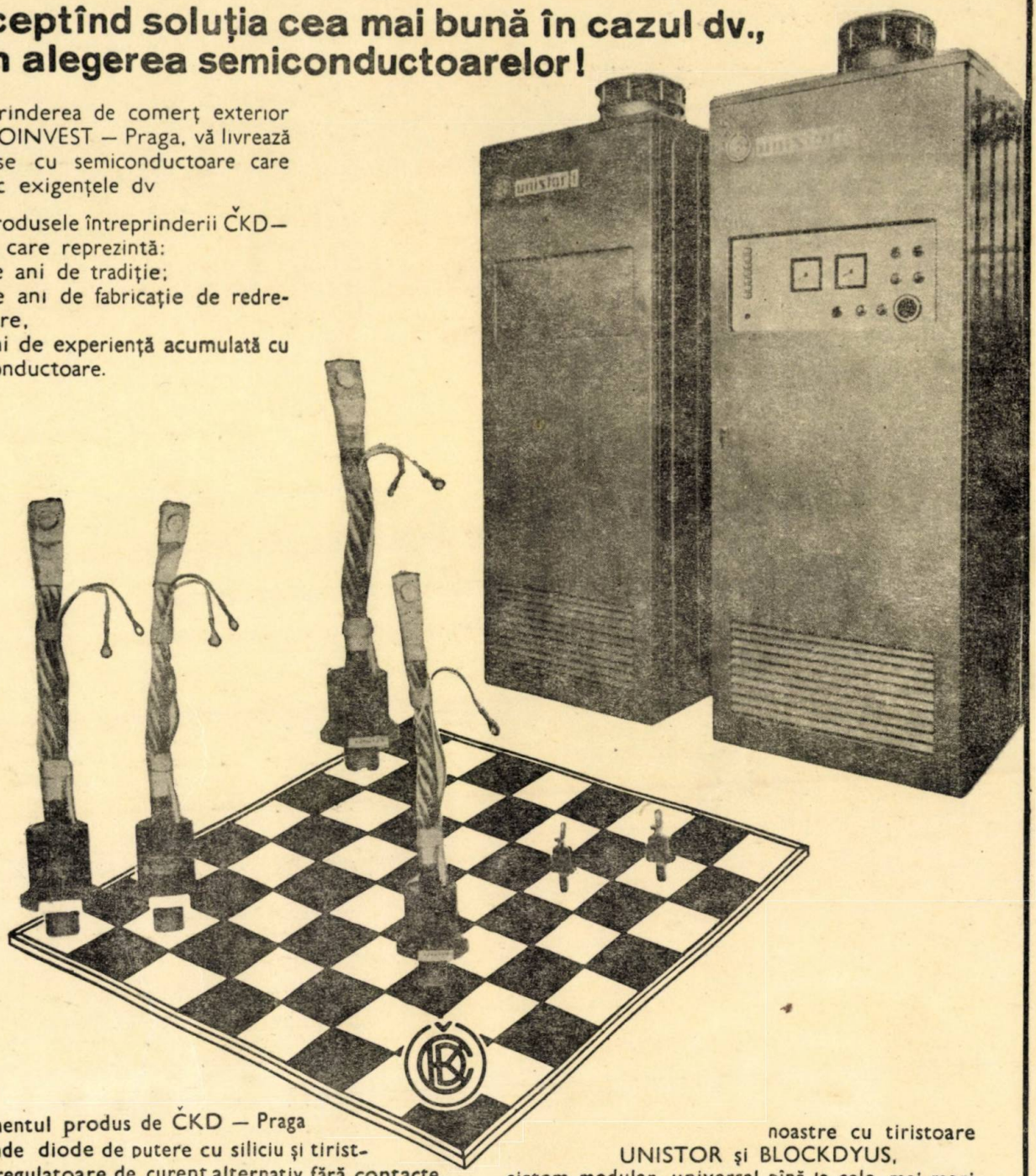
ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 23 • Nr. 5 • IULIE 1975

Cum ați putea aduce îmbunătățiri produselor dv.?

Acceptînd soluția cea mai bună în cazul dv., prin alegerea semiconductoarelor!

Întreprinderea de comerț exterior PRAGOINVEST — Praga, vă livrează produse cu semiconductoare care satisfac exigențele dv

Sînt produsele întreprinderii ČKD — Praga, care reprezintă:
100 de ani de tradiție;
40 de ani de fabricație de redresoare,
15 ani de experiență acumulată cu semiconductoare.



Sortimentul produs de ČKD — Praga cuprinde diode de putere cu siliciu și tiristoare, regulatoare de curent alternativ fără contacte, redresoare de sudare cu tiristoare, aparate automate pentru încărcarea bateriilor, utilaje cu redresoare pentru circulatia urbană și pe cale ferată, unități de excitație cu tiristoare etc. Pentru actionări cu curent continuu de orice fel livrăm transformatoarele noastre cu tiristoare UNISTOR și BLOCKDYUS, sistem modular universal pînă la cele mai mari puteri de citiva MV. Înalta precizie este asigurată printr-un sistem propriu de reglaj Mutatoarele cu tiristoare se folosesc la acționări pentru laminoare mari, la mașini-unelte pentru fabricat hîrtie, precum și la macarale.

În produsele noastre cu semiconductoare de astăzi, găsiți concepția zilei de mîine!

Informații detaliate privind produsele cu semiconductoare marca ČKD la :

"Vă rugăm să ne vizitați la expoziția noastră din cadrul Tîrgului internațional pentru construcția de mașini — Brno 10 — 18 sept 75"

pragoinvest

PRAGOINVEST
Căsuța poștală 890
PRAGA-Cehoslovacia

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 23 Nr. 5 iulie 1975

CUPRINS

DIAGRAMA DE FUNCŢIONARE
INDUCŢIE MAGNETICĂ
TURBOGENERATOARE
REGIM SUBEXCITAT

CZ 621.313.322–81

Oprişan, P. : **Asupra limitelor de funcţionare a turbogeneratoarelor în regim subexcitat.**
E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1975, p. 193

Se prezintă consideraţii privind limitarea funcţionării maşinii datorită puterii turbinei, stabilităţii maşinii şi încălzirii miezului feromagnetic, expresii de calcul pentru inducţia magnetică şi determinarea fluxului magnetic în zona frontală, cum şi diagrame de funcţionare ale turbogeneratoarelor.

ÎNCERCĂRI ELECTRICE
ECHIPAMENT ELECTRIC DE ÎNALTĂ TENSIUNE
SUPRATENSIUNE DE COMUTAŢIE
TRANSFORMATOARE DE ÎNCERCARE

CZ 621.3.015.3

Marinescu, A. : **Producerea supratensiunilor de comutaţie cu ajutorul transformatoarelor de încercare.**
E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1975, p. 201

Se analizează posibilităţile pe care le oferă transformatoarele de încercare pentru producerea supratensiunilor de comutaţie de tip oscilant amortizat la încercarea echipamentului electric de înaltă tensiune.

LINII ŞI STAŢII ELECTRICE
ÎNCERCĂRI DE CONTAMINARE
LANŢURI DE IZOLATOARE
CEAŢA SALINĂ

CZ 621.315.626.1

Savu, A., Tendler, M., Deak, Fr. şi *Costin, Tr.* : **Încercări la contaminare cu ceaţă salină a izolatoarelor destinate liniilor şi staţiilor cu tensiuni mai mari de 1 000 V.**
E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1975, p. 209

În lucrare se fac comunicări şi interpretări ale rezultatelor experimentale obţinute la încercări de contaminare cu ceaţă salină a unor izolatoare şi lanţuri de izolatoare din fabricaţia curentă ECT şi străine.

BALAST PENTRU LAMPI FLUORESCENTE
DURABILITATE
ÎNCERCĂRI ACCELERATE
METODE STATISTICE

CZ 620.199+621.327.3:535.371

Ivanovici, C. : **Încercări accelerate pentru stabilirea duratei medii de viaţă a balasturilor pentru lămpi fluorescente.**
E.E.A.–**Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1975, p. 215

Se determină durata medie de viaţă a balasturilor pentru lămpi fluorescente, prin încercări accelerate în temperatură şi aplicarea metodelor statistice din literatura de specialitate.

REŢELE ELECTRICE
RĂŞINI EPOXIDICE
JONCŢIUNI DE CABLURI
TEHNOLOGIE DE FABRICAŢIE

CZ 679.644'142

Felan Ada : **Utilizarea răşinilor epoxidice la realizarea joncţiunilor de cabluri destinate reţelelor electrice de 1 — 10 kV.**
E.E.A.–**Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1975, p. 222

Se expune o nouă tehnologie de realizare a joncţiunilor de cabluri cu izolaţie uscată destinate reţelelor de 1 — 10 kV, cu ajutorul unei răşini epoxidice produse în ţară.

CRIOGENIE
CRIOELECTROTEHNICA
MATERIALE ELECTROTEHNICE
SUPRACONDUCTIBILITATE

CZ 621.315.5 : 537.312.62

Stănculescu, V. : **Supraconductori şi materiale electrotehnice**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1975, p. 227

Autorul expune caracteristicile materialelor electrotehnice, utilizabile la temperaturi joase, şi a supraconductoarelor în gama criogenică a temperaturilor, precum şi rezultatele cercetărilor întreprinse de autor asupra unora dintre aceste materiale.

APARATAJ ELECTRIC DE JOASĂ TENSIUNE
DRUM CRITIC
PLAN DE PROIECTARE
PLAN DE ASIMILARE

CZ 621.3.027.2 : 621.316.319

Cosmin, Gh. şi *Svasta, I.* : **Programarea asimilării aparatajului electric de joasă tensiune cu ajutorul metodei drumului critic.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1975, p. 238

Autorii prezintă o metodă de fundamentare a planurilor de proiectare şi asimilare a unor produse din intreprinderea Electroaparataj-Buc.

RECENZII 246

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA“ (E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini-Unelte şi Electrotehnicii şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, maşini-unelte şi mecanică fină, este editat de către Oficiul de informare documentară *(O.I.D.)* al *M.I.C.M.U.E.*, ajutat de Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică *(I.C.P.E.)*. Articolele trimise spre publicare şi cererile de abonamente se vor primi la *O.I.D.—M.I.C.M.U.E.*, Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190 şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, Bucureşti, cont virament nr. 30.15.5.17.70.00.02 — B.I. — S.M.B. sector 6. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual, de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar, 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „INFORMAŢIA“. Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23—25, C. 226. Taxele poştale plătite în numerar pe anul 1975 conform aprobării D.G.C.P.Tc., nr. 137/251/1975.

ÓRSZÁGOS MÚSZAKI KÖNYVTÁRES DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1883

СОДЕРЖАНИЕ

ИНДУКЦИЯ МАГНИТНАЯ
ДИАГРАММА ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ
ТУРБОГЕНЕРАТОР
РЕЖИМ ПОДВОЗБУЖДЁННЫЙ

УДК 621.313.322–81

Опришан, П.: **Относитльно пределов сдейтвия турбогенераторов в режиме подвозбуждения.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1975, стр. 193.

Представлены содержания относительно предела действия машины из-за мощности турбины, магнитной стабильности и нагрева магнитного сердечника. Представлены расчётные вычисления для магнитной индукции и определения магнитного потока в торцевой части, как и диаграммы функционирования турбогенераторов.

ИСПЫТАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ
ОБОРУДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ ВЫСОКОВОЛЬТНОЕ
ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЕ КОММУТАЦИИ
ТРАНСФОРМАТОРЫ ИСПЫТАНИЯ

УДК 621.3.015.3

Маринеску, А.: **Произведение коммутационных сверхнапряжений при помощи испытательных трансформаторов.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1974, стр. 201

Анализируются возможности представляемые испытательными трансформаторами для произдения коммутационных сверхнапряжений колебательного демпферного типа при испытании высоковольтного электрического оборудования.

ГИРЛЯНДА ИЗОЛЯТОРОВ
ИСПЫТАНИЯ НА ЗАРАЖЕНБЕ
ЛИНИИ И СТАНЦИИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ
ТУМАН СОЛЯНОЙ

УДК 621.315.626.I

Саву, А., Тендлер, М., Деак, Ф. и *Костин, Тр.*: **Испытания на заражения соляным туманом изоляторов, предназначенных для линий и станций напряжениями более 1 000 в.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1975, стр. 209

В работе приведены сообщения и интерпретации испытаний полученных при испытаниях на заражение соляным туманом некоторых изоляторов и гирлянд изоляторов текучего изготовления ЕТС.

БАЛЛАСТ ФЛУОРЕСЦИРУЮШИХ ЛАМП
ДОЛГОВЕЧНОСТЬ
ИСПЫТАНИЯ УСКОРЕННЫЕ
МЕТОДЫ СТАТИСТИЧЕСКИЕ

УДК 620.199 + 621.327.3 : 535.371.

Иванович, К.: **Ускоренные испытания для определения средней долговечности балластов флуоресцирующих ламп.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1975, стр. 215

Определяется средняя долговечность балластов для флуоресцирующих ламп ускоренными испытаниями при температуре и применением статистических методов из литературы по специальности.

СЕТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ
СМОЛЫ ЭПОКСИДНЫЕ
СОЕДИНЕНИЕ КАБЕЛЬНОЕ
ТЕХНОЛОГИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ

УДК 678. 644'142

Фелан, А.: **Использование эпоксидных смол при осуществлении кабельных соединений предназначенных для электрических сетей 1—10 кв.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1975, стр. 222

Излагается новая технология осуществления кабельных соединений с сухой изоляцией предназначенной для сетей 1—10 кв, с помощью эпоксидной смолы изготовленной в стране.

КРИОГЕИЯ
КРИОЭЛЕКТРОТЕХНИКА
МАТЕРИАЛЫ ЗЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ
СВЕРХПРОВОДИМОСТЬ

УДК 621.315.5 : 537.312.62

Стэнкулеску, В.: **Сверпроводники и электротехнические материалы**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1975, стр. 227

Автор описывает характеристики электротехнических материалов используемых при низких температурах, характеристики полупроводиков в пределах криогенных температур, как и результаты исследований проведенных автором, касающиеся некоторых из этих материалов.

АППАРАТУРА ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ НИЗКОВОЛЬТАЯ
ПЛАН АССИМИЛЯЦИИ
ПЛАН ПРОЕКТИРОВАНИЯ
ПУТЬ КРИТИЧЕСКИЙ

УДК 621.3.027.2 : 621.316.319

Космин, Г. и *Сваста, И.*: **Программирование ассимиляции электрической низковольтной аппаратуры с помощью метода критического пути.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1975, стр. 238

Авторы представляют метод обоснования планов проектирования и ассимиляции некоторых изделий из предприятия Электроаппаратаж — Бухарест.

РЕЦЕНЗИЯ 246

INHALTSVERZEICHNIS

BETRIEBSDIAGRAMM
MAGNETOINDUKTION
TURBOGENERATOR
UNTERERREGTER BETRIEB

DK 621.313.322–81

Oprişan, P.: **Über die Betriebsgrenzen der Turbogeneratoren im untererregten Betrieb.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1975, S. 193

Es werden Betrachtungen über die Betriebsbegrenzung der Maschine die von der Turbinenleistung, der Stabilität der Maschine und der Erwärmung des ferromagnetischen Kerns bestimmt wird, angestellt, und Rechnungsformeln für die Magnetoinduktion sowie Festlegung des Magnetflusses in der Frontalzone wie auch Betriebsdiagramme der Turbogeneratoren dargestellt.

ELECTRISCHE HOCHSPANNUNGSAUSRÜSTUNG
ELEKTRISCHE PRÜFUNGEN
SEDAMPFTE SCHWINGUNGEN
PRÜFUNGSTRANSFORMATOREN

DK 621.3.015.3

Marinescu, A.: **Die Erzeugung von Schaltüberspannungen mit Hilfe der Prüfungstransformatoren.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1975, S. 201

Es werden die Möglichkeiten des Prüfungstransformators für die Erzeugung von Schaltüberspannungen der gedämpften schwingenden Typs, zur Prüfung von elektrischen Hochspannungsrüstungen dargestellt.

ELEKTRISCHE LEITUNGEN UND STATIONEN
ISOLATORENKETTE
SALZNEBEL
VERSEUCHUNGSPRÜFUNGEN

DK 621.315.626.1

Savu, A., Tendler, M., Deak, Fr., Costin Tr.: **Verseuchungsprüfungen mit Salznebel, von Isolatoren für elektrische Leitungen und Stationen mit Spannungen über 1 000 V.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1975, S. 209

Die Arbeit enhält Berichte und Auslegungen der experimentellen Ergebnisse, die bei Verseuchungsprüfungen mit Salznebe, bei einigen Isolatoren und Isolatorenketten, aus der laufenden ECT-Produktion sowie an ausländischen Erzeugnissen festgestellt wurden.

BESCHLEUNIGTE VERSUCHE
LEBENSDAUER
LEUCHTROHRENBALAST
LEUCHTROHRENLAMPE
STATISCHE METHODEN

DK 620.199+621.327.3 : 535.371

Ivanovici, C. : **Beschleunigte Versuche für die Festlegung der mittleren Lebensdauer der Balaste für Leuchtröhrenlampen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1975, S. 215

Die mittlere Lebensdauer der Balaste für Leuchtröhrenlampen wird durch thermische Beschleunigungsversuche und durch Anwendung der statistischen Methoden aus der Fachliteratur bestimmt.

EPOXIDHARZE
FERTIGUNGSTECHNOLOGIE
KABELANSCHLUSS
NETZWERK

DK 678.644'142

Felan Ada: **Die Anwendung der Epoxydharzebei der Verwirklichung von Kabelanschlüssen für Netzwerke von 1 — 10 kV.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1975, S. 222

Es wird eine neue Technologie für die Verwirklichung der Kabelanschlüsse mit trockener Isolation für Netzwerke von 1 — 10 kV, mit Hilfe eines im Land hergestellten Epoxydharzes, dargestellt.

KRYO-ELECTROTEHNIC
KRYOCENIE
ELEKTROTEHNISCHE STOFFE
SUPRALEITFAHIGKEIT

DK 621.315.5 : 537.312.62

Stănculescu, V. : **Supraleiter und elektrotechnische Stoffe.**

E.E.A. – **Electrotehnica, 23**, nr. 5, iulie 1975, S. 227

Der Autor beschreibt die Charakteristiken der elektrotechnischen Stoffe, die bei tiefen Temperaturen benützt werden können und die der Supraleiter im kryogenen Bereich der Temperaturen, sowie die Ergebnisse der vom Autor unternommenen Untersuchungen über einige dieser Stoffe.

ENTWURFSPROGRAMM
HERSTELLUNGSPROGRAMM
KRITISCHER WEG
NIEDERSPANNUNGSGERATE

DK 621.3.027.2 : 621.316.319

Cosmin, Gh. u. *Svasta, I.* : **Die Programmierung der Herstellung von Niederspannungsgeräten mit Hilfe der Methode des kritischen Weges.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1975, S. 238

Die Verfasser beschreiben eine Methode für die Grunlegung der Entwurfs-und Herstellungsprogramme für einige Erzeugnisse des Unternehmens Electroaparataj - Bukarest.

BUCHSBESPRECHUNGEN 246

CONTENTS

TURBO-GENERATOR
FUNCTIONAL DIAGRAM
MAGNETIC INDUCTION
MAGNETIC CORE HEATING

DC 621.313.322–81

Oprişan, P. : **On Functional Limits of Turbo-Generators Working in Underexcitated state.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, no. 5, iulie 1975, p. 193

The work deals with functional limits of the machine due to the power of the turbine, the stability of the machine and the magnetic core heating; it contains computational formulae for the magnetic induction and for the determination of the magnetic flux in the frontal part as well as the functional diagram of the turbo-generators.

SWITCHING OVERVOLTAGE
TEST TRANSFORMER
HIGH VOLTAGE EQUIPMENT
ELECTRIC TEST

DC 621.3.015.3

Marinescu, A. : **Switching Overvoltage Generation by means of Test Transformers.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, no. 5, iulie 1975, p. 201

The author analyzes the possibilities of the test transformers to produce switching overvoltages of the oscillating damped type upon testing high voltage equipments.

POWER LINES AND STATIONS
CONTAMINATION TESTS
CHAIN INSULATORS
SALINE FOG

DC 621.315.6266.1

Savu, A., Tendler, M., Deak, Fr. and *Costin, Tr.* : **Tests for Saline Fog Contamination of Insulators Designed for Power Lines and Stations with Voltages Higher than 1,000 V.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, no. 5, iulie 1975, p. 209

The paper comprises information and interpretations of the experimental results obtained upon saline fog contamination testing of insulators and chain insulators of the current ECT or foreign production.

FLUORESCENT LAMPS BALLAST
LIFE TIME
ACCELERATED TESTS
STATISTICAL METHODS

DC 620.199+621.327 : 3 : 535.371

Ivanovici, C. : **Accelerated Tests for the Determination of the Average Life Time of the Fluorescent Lamps Ballast.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, no. 5, iulie 1975, p. 215

The average life time of fluorescent lamps ballast is determined by means of accelerated tests' at a certain temperature and by employing the statistical methods known from the technical literature.

EPOXY RESIN
CABLE CONNECTION
ELECTRICAL NETWORK
FABRICATION TECHNOLOGY

DC 678–644'142

Felan Ada : **The Utilisation of Epoxy—Resins at Cable-Connections Destined to be Used in 1 — 10 kV Electrical Networks.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, no. 5, iulie 1975, p. 222

A new execution technology of cable connections with dry insulation is presented, used in 1 — 10 kV electrical networks, made of an epoxy-resin produced in our country.

SUPERCONDUCTIVITY
CRYOELECTROTEHNICS
ELECTROTEHNICAL MATERIALS
CRYOGENIE

DC 621.315.5 : 537.312.62

Stănculescu, V. : **Supereonductors and Electrotehnical Materials.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, no. 5, iulie 1975, p. 227

The author introduces the characteristics of the electrotechnical materials used with low temperatures and of the superconductors for the cryogenic range of temperatures as well as results of the research made by the author on certain materials.

LOW VOLTAGE ELECTRIC APPARATA
CRITICAL PATH
DESIGNING
ASSIMILATION PLAN

DC 621.3.027.2 : 621.316.319

Cosmin, Gh. and *Svasta, I.* : **Programming the Low Voltage Electric Apparata Assimilation Using the Critic Path Method.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, no. 5, iulie 1975, p. 238

The authors present a method of proving the designing and assimilation plans of products produced at Electroaparataj — Bucharest.

REVIEWS 246

SOMMAIRE

DIAGRAMME DE FONCTIONNEMENT
INDUCTION MAGNETIQUE
TURBOGENERATRICE
REGIME SOUS-EXCITE

CZ 621.313.322 – 81

Oprișan, P. : **Sur les limites de fonctionnement des turbogénératrices en régime sous-excité.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1975, p. 193

On présente des considérations concernant la limitation du fonctionnement de la machine grâce à la puisance de la turbine, à stabilité de la machine et au chauffage du noyau ferromagnétique ; des expressions de calcul pour l'induction magnétique et la détermination du flux magnétique en zone frontale, ainsi que des diagrammes de fonctionnement des turbogénératrices.

ESSAIS ELECTRIQUES
EQUIPEMENT ELECTRIQUE DE HAUTE TENSION
SUR-TENSION DE COMMUTATION
TRANSFORMATEURS D'ESSAI

CZ 621.3.015.3

Marinescu, A. : **La production des surtensions de commutation à l'aide des transformateurs d'essai.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1975, p. 201

On analyse les possibilités que les transformateurs d'essai offrent pour la production des surtensions de commutation de type oscillant amorti, lors de l'essai de l'équipement électrique de haute tension.

LIGNES ET STATIONS ELECTRIQUES
ESSAIS DE CONTAMINATION
CHAINES D'ISOLATION
BROUILLARD SALIN

CZ. 621.315.626.1

Savu, A., Tendler, M., Deak, Fr. et *Costin, Tr.* : **Essais à la contamination avec brouillard salin des isolateurs pour les lignes et les stations avec tensions plus grandes que 1000 V.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1975, p. 209

Dans l'ouvrage on présente des communications et interprétations des résultats expérimentaux obtenus aux essais de contamination avec brouillard salin des isolateurs et des chaînes d'isolateurs de fabrication courante ECT et étrangère.

BALLAST POUR LAMPES FLUORESCENTES
DUREE DE VIE
ESSAIS ACCELERES
METHODE STATISTIQUE

CD 620.199 + 621.327 : 3 : 535.371

Ivanovici, C. : **Essais accélérés pour la détermination de la durée de vie des ballastes pour lampes fluorescentes.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1975, p. 215

On établit la durée moyenne de vie des ballastes pour lampes fluorescentes, à l'aide d'essais accélérés à la température et par l'utilisation des méthodes statistiques de la littérature de spécialité.

RESEAUX ELECTRIQUES
RESINES EPOXY
JONCTIONS DE CABLES
TECHNOLOGIE DE FABRICATION

CD 678.644'142

Felan Ada : **L'utilisation des résines époxy à la réalisation des jonctions de câbles destinées aux réseaux electriques de 1 — 10 kV.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1975, p. 222

On présente une nouvelle technologie employée à la réalisation des jonctions de câbles à isolation sèche destinées aux réseaux de 1 — 10 kV, à l'aide d'une résine époxy fabriquée en Roumanie.

SURCONDUCTIBILITE
CRYOELECTROTEHNIQUE
CRYOGENIE
ELECTROENERGETIQUE
MATERIAL EECTROTEHNIQUE

CD 621.56/59 : 621.315.51 : 537.312.62

Stănculescu, V. : **Surconducteurs et matériaux électrotechniques.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1975, p. 227

L'auteur expose les caractéristiques des matériaux électrotechniques (utilisables à températures basses) et des surconducteurs dans la gamme cryogénique des températures ainsi que les résultats des études entreprises par l'auteur sur nombre de ces matériaux.

APPAREILLAGE ELECTRIQUE DE BASSE TENSION
PLAN D'ASSIMILATION
PLAN DE DEVELOPEMENT
CHEMIN CRITIQUE

CD 621.3.027.2 : 621.316.319

Cosmin, Gh. et *Svasta, J.* : **Programmation de l'assimilation de l'appareillage électrique de basse tension à l'aide de la méthode du chemin critique.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 5, iulie 1975, p. 238

Les auteurs présentent une méthode de consolidation des plans de développement et d'assimilation de certains produits appartenant à l'entreprise Electroaparataj — Bucarest.

COMPTESRENDUS 246

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGANESCU ; prof. dr. ing. S. FLOREA ; dr. ing. ȘT. GROSU ; prof. dr. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ ; ing. M. SÎRBU ; ing. VALERIUS STANCIU redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : Greta Andrei
Tehnoredactor : Cornelia Cristescu

ORSZÁGOS MŰSZAKI KÖNYVTÁRES KÖZPONT DOKUMENTÁCIÓS 1883

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI-UNELTE ŞI ELECTROTEHNICII ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA.
ÎNDRUMAREA ŞTIINŢIFICĂ: INSTITUTUL CENTRAL DE CERCETĂRI PENTRU ELECTRONICĂ, ELECTROTEHNICĂ, AUTOMATICĂ, MAŞINI-UNELTE ŞI MECANICĂ FINĂ.
EDITOR; OFICIUL DE INFORMARE DOCUMENTARĂ AL M.I.C.M.U.E., ŞI INSTITUTUL DE CERCETĂRI PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ (ICPE).

Anul 23 ELECTROTEHNICA nr. 5 Bucureşti, iulie 1975

DIAGRAMA DE FUNCŢIONARE
INDUCŢIE MAGNETICĂ
TURBOGENERATOARE
REGIM SUBEXCITAT

Asupra limitelor de funcţionare a turbogeneratoarelor în regim subexcitat

POMPILIU OPRIŞAN * — BUCUREŞTI

CZ 621.313.322-81

Încărcarea turbogeneratoarelor cu sarcină activă şi reactivă este limitată de mai mulţi factori, printre care: puterea turbinei de acţionare, stabilitatea internă a maşinii şi încălzirea părţilor active, încălzire determinată de curenţii celor două armături şi curenţii turbionari induşi de fluxurile de scăpări.

Pe baza unor cercetări anterioare, în cadrul cărora s-a stabilit structura cîmpului de dispersie din zona frontală a turbogeneratoarelor, în lucrarea de faţă se determină dependenţa fluxului axial de încărcarea maşinii, se calculează încălzirea dintelui frontal funcţie de valoarea fluxului axial, stabilindu-se, totodată, limita încălzirii maxime admisibile.

Se trasează diagrama de încărcare a maşinii, P (Q), luîndu-se în consideraţie factorii limitativi care intervin.

1. Introducere

Funcţionarea turbogeneratoarelor în regim subexcitat este impusă de necesitatea reglării tensiunii reţelelor electrice, în care apar, datorită condiţiilor actuale de interconectare şi exploatare, excedente de putere reactivă. Absorbţia acestui excendent se poate realiza parţial prin trecerea generatoarelor sincrone, cuplate la reţea, în regim subexcitat.

Schimbarea regimului de funcţionare prin trecerea de la un defazaj inductiv la un defazaj capacitiv, corespunzător regimului subexcitat, determină modificarea distribuţiei cîmpului electromagnetic din zona frontală a turbogeneratorului. Fenomenul, deşi existent în toate maşinile sincrone, este insesizabil şi, prin urmare, mai puţin important la unităţile de mică putere, dar prezintă un interes deosebit la unităţile de mare putere, de ordinul sutelor de megawaţi. Aici, creşterea fluxului rezultant de scăpări în regim subexcitat poate conduce la creşterea inadmisibilă a pierderilor suplimentare şi, prin urmare, a încălzirilor locale. În acest sens, studiul cîmpului magnetic din zona frontală şi a fenomenelor asociate, studiu în cadrul căruia se precizează distribuţia spaţială a cîmpului şi dependenţa intensităţii sale de natura sarcinii, permite stabilirea condiţiilor de funcţionare şi a limitelor de încărcare a turbogeneratorului în regim subexcitat, funcţie de încălzirile locale maxim admisibile din această zonă a maşinii.

Determinarea analitică a distribuţiei cîmpului electromagnetic frontal, pe baza cunoaşterii repartiţiei spaţiale a curenţilor din stator şi rotor [1] şi considerarea efectului de întrefier utilizînd transformarea conformă a domeniului, au permis precizarea zonelor de concentrare a liniilor de cîmp şi stabilirea solicitărilor magnetice a mediilor din aceste zone [2], [3]. S-a constatat, astfel, că solicitarea maximă are loc în dinţii frontali, aceştia reprezentînd sediul pierderilor suplimentare principale, determinate de componenta axială a cîmpului frontal de scăpări.

Determinările experimentale pe model electrocinetic [4], efectuate pe baza ipotezelor prezentate în [5] şi [6], au dus la concluzii interesante referitoare la influenţa geometriei domeniului şi a armăturilor asupra repartiţiei cîmpului, la precizarea efectului de margine

* Dr. ing. *Pompiliu Oprişan* este cercetător pr. la I.C.P.E.T. — Bucureşti.

și a efectului de ecran, confirmîndu-se rezultatele prezentate în [7].

Aproximarea pierderilor suplimentare în coroana dinților frontali, funcție de valoarea inducției axiale locale, se face în [8], fără a se analiza însă distribuția cîmpului în interiorul primelor pachete de tole, iar în [9] se verifică experimental încălzirea dinților, determinată și analitic pe baza unei relații care ia în considerație valoarea fluxului axial și nu pierderile globale.

Considerații generale asupra funcționării mașinilor sincrone în regim subexcitat se fac în [10], [11], [12]. Analiza sistemelor de excitație și a influenței acestora asupra comportării mașinilor sincrone de mare putere, este făcută în [13], iar precizări asupra limitelor de stabilitate se dau în [14].

În cadrul lucrării de față, pe baza determinării distribuției cîmpului axial din zona frontală a turbogeneratorului [3, 4], se calculează fluxul axial pe dinte și se precizează dependența sa de natura sarcinii turbogeneratorului. Se stabilesc limitele de variație a fluxului axial la trecerea turbogeneratorului din regimul inductiv în regimul capacitiv și se determină încălzirea dinților frontali funcție de valoarea fluxului axial. Se indică valoarea fluxului pe dinte, corespunzătoare încălzirii maxime admisibile și se precizează limitele încărcării mașinii în regim subexcitat. În final se trasează diagrama de performanțe a mașinii cu indicarea sarcinii pentru orice regim de funcționare, luîndu-se în considerație factorii limitativi care intervin.

2. Determinarea fluxului axial pe dinte

Pentru calculul fluxului axial pe dintele frontal se poate lua în considerație repartiția cîmpului axial pe înălțimea dintelui, determinată analitic sau pe model electrocinetic.

Determinarea analitică s-a efectuat calculînd separat ponderea capetelor de bobină și a efectului de margine al armăturilor, cîmpul rezultant obținîndu-se prin însumarea algebrică a rezultatelor parțiale ale curenților aceluiași bobinaj și, respectiv, prin însumarea geometrică a efectelor individuale ale celor două armături.

Cîmpul s-a determinat punct cu punct [3], calculul efectuîndu-se cu relațiile Biot-Savart-Laplace :

$$B_{hi} =$$

$$= 4\cdot 10^{-7} \sum_{i=1}^{n} I_0 \frac{1}{\sqrt{x_i^2+(\rho+R_i)^2}} \left\{ E\left[\frac{x_i^2+\rho^2+\rho R_i}{\rho R_i} + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{x_i^2+\rho^2-R_i^2}{x_i^2+(\rho-R_i)^2} \right] - K \frac{x_i^2+\rho^2}{\rho R_i} \right\}, \qquad (1)$$

pentru inducțiile determinate de curenții prin capetele de bobină și, respectiv :

$$B_{h0} = 4\cdot 10^{-7} I_0 \frac{1}{\rho+R_0} \left[E\left(\frac{\rho+R_0}{R_0} + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \frac{\rho+R_0}{\rho-R_0} \right) - K \frac{\rho}{R_0}, \right. \qquad (2)$$

pentru inducțiile determinate de curentul echivalent de întoarcere, a cărui poziție în întrefier s-a stabilit prin aplicarea teoremei Schwartz — Christoffel și integrarea ecuației de transformare :

$$\frac{dz}{d\zeta} = K_t \frac{1}{\rho} \sqrt{(\zeta+1)(\zeta-1)}, \qquad (3)$$

pe baza căreia se stabilesc relațiile de corespondență dintre coordonatele celor două domenii complexe.

Relația (2) stabilește ponderea efectului de margine al armăturilor în generarea cîmpului axial, efect echivalent unui curent fictiv și concentrat, plasat în zona respectivă.

Pentru calculul inducției axiale cu expresiile (1) și (2), pătura de curent tangențial, distribuită spațial, s-a împărțit în n sectoare [3], i fiind numărul de ordine al sectoarelor. Curentul corespunzător fiecărui sector, $I_{\theta i}$, se consideră concentrat și plasat în axa sectorului respectiv, pe un inel cu raza R_i. Curentul tangențial fictiv I_θ, echivalent efectului de capăt, este plasat în întrefier, la extremitatea armăturii statorice. Se determină cîmpul în fiecare punct plasat la distanța ρ față de axul mașinii, pe toată înălțimea dintelui frontal, stabilindu-se efectul individual al curenților tangențiali dispuși la distanțele axiale x_i, față de peretele armăturii. E și X sînt integrale eliptice complete cu valori tabelate. K_t, (3) este constanta de transformare.

Determinarea cîmpului pe model electrocinetic s-a făcut, de asemenea, pentru fiecare armătură în parte, injectînd curentul tangențial prin cîte trei electrozi echidistanți, repartizarea procentuală pe fiecare electrod fiind corespunzătoare distribuției spațiale a solenației din zona frontală.

Curentul fiecărui electrod s-a obținut prin integrarea păturii de curent tangențial pe lungimea axială a sectorului respectiv.

Cîmpul rezultant se stabilește pe baza diagramei vectoriale a turbogeneratorului, specifică zonei frontale.

Pentru aproximarea mai exactă a soluțiilor ecuațiilor cîmpului real din zona frontală a

turbogeneratorului, rezultatele obținute prin metode specifice cîmpurilor plan-paralele se corectează prin aplicarea factorului:

$$K = \sqrt{\frac{\rho_0}{\rho}}, \qquad (4)$$

explicat în [2], ρ_0 fiind raza exterioară a rotorului, iar ρ, raza punctului în care se determină valoarea cîmpului axial.

Curbele de variație a inducției, determinate prin ambele metode, sînt prezentate în figura 1. Curba *2*, determinată pe model electrocinetic și *3*, determinată analitic, corespund cîmpului fără considerarea efectului de ecranare, iar curba *1* corespunde determinării pe model cu considerarea efectului respectiv.

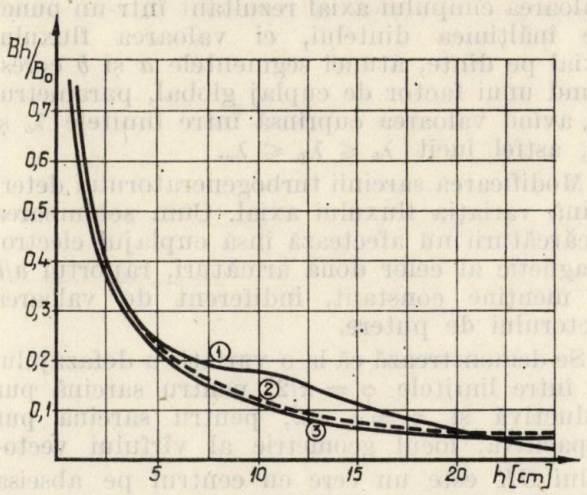


Fig. 1. Distribuția cîmpului axial pe înălțimea dintelui frontal.

1 — cîmpul în prezența ecranului, determinat pe model; 2 — cîmpul în lipsa ecranului, determinat pe model; 3 — cîmpul în lipsa ecranului, determinat analitic.

Cunoscîndu-se repartiția inducției pe înălțimea dintelui și considerînd o distribuție uniformă a cîmpului pe toată lățimea sa, ipoteză verificată și confirmată experimental pe model fizic, se poate calcula valoarea fluxului axial. În acest scop se împarte înălțimea dintelui în mai multe segmente, rezultînd, prin urmare, pentru toată suprafața, mai multe sectoare de formă trapezoidală. Se calculează fluxul axial Φ_{sn}, care corespunde fiecărui sector în parte, cu valoarea inducției medii existente în centrul geometric al sectorului respectiv, figura 2.

Fluxul axial total pe dintele frontal va fi:

$$\Phi_{af} = \sum_{i=1}^{n} \Phi_{sn}. \qquad (5)$$

Considerînd distribuția cîmpului reprezentată prin curba *1*, din figura 1, se obține fluxul axial pe dintele frontal, corespunzător regimului nominal de funcționare a turbogeneratorului.

Calculul fluxului axial fără considerarea ecranului de protecție, curba *2* din aceeași figură, indică o reducere a valorii totale a fluxului,

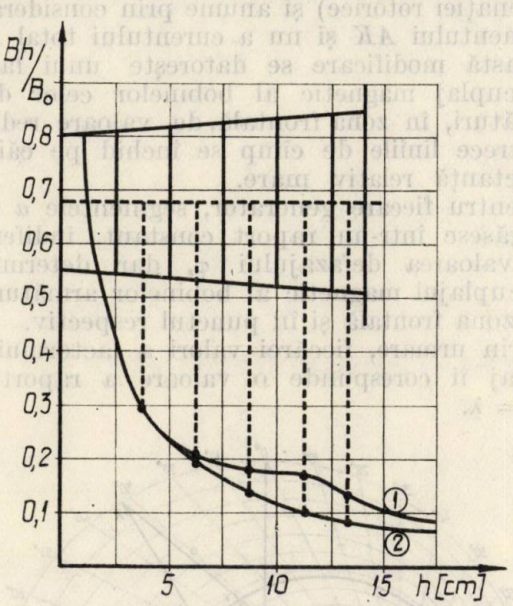


Fig. 2. Explicativă la calculul fluxului axial.

cu 12,3% față de primul caz, confirmîndu-se astfel, pe model electrocinetic, determinările analitice prezentate în [7].

3. Influența regimului de funcționare a turbogeneratorului asupra fluxului axial

Cîmpul electromagnetic din zona frontală a turbogeneratorului, avînd simetrie axială, are componente după cele trei direcții în spațiu: axială, radială și tangențială. Prin structura sa cîmpul frontal se deosebește, prin urmare, de cîmpul magnetic din întrefier, care are numai componenta radială. Deși există această deosebire, pentru studiul cîmpului frontal și stabilirea depedenței sale de regimul de funcționare, se poate folosi diagrama vectorială clasică a turbogeneratorului, specifică condițiilor din întrefier, deoarece, ca și componentele cîmpului radial din întrefier, proprii celor două armături, componenta axială urmărește cu fidelitate modificările regimului de sarcină al mașinii.

Spre deosebire, însă, de cîmpul radial rezultant din întrefier, reprezentat prin vectorul $\overline{OB}$, cîmpul axial rezultant din zona frontală este reprezentat prin vectorul $\overline{OK}$ (fig. 3), care împarte vectorul curentului rotoric $\overline{AB}$, în segmentele *a* și *b*. Punctul *A* corespunde regimului nominal de funcționare a turbogeneratorului, iar vectorul $\overline{OA}$ reprezintă curentul

nominal din stator, decalat cu defazajul φ_n față de vectorul tensiunii de borne.

Ca urmare, diagrama vectorială a turbogeneratorului, specifică zonei frontale, se modifică față de diagrama vectorială clasică, numai prin considerarea parțială a curentului rotoric (solenației rotorice) și anume prin considerarea segmentului AK și nu a curentului total AB. Această modificare se datorește unui factor de cuplaj magnetic al bobinelor celor două armături, în zona frontală, de valoare redusă, deoarece liniile de cîmp se închid pe căi cu reluctanță relativ mare.

Pentru fiecare generator, segmentele a și b se găsesc într-un raport constant, indiferent de valoarea defazajului φ, dar determinat de cuplajul magnetic al bobinelor armăturilor din zona frontală și în punctul respectiv.

Prin urmare, fiecărei valori a factorului de cuplaj îi corespunde o valoare a raportului $a/b = \lambda$.

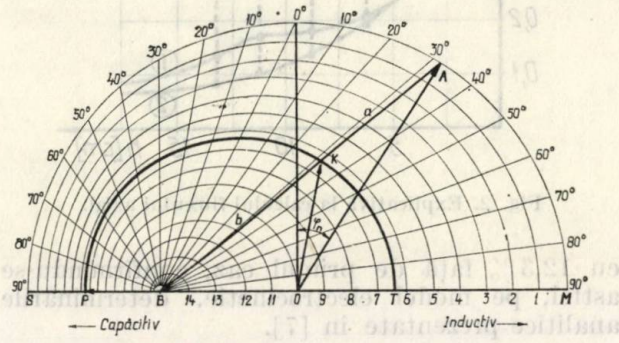


Fig. 3. Diagrama fluxului axial rezultant.

În lipsa unor măsurători directe pe mașina reală, efectuate în scopul stabilirii factorului de cuplaj, precum și datorită dificultăților întîmpinate în determinarea sa analitică, valoarea parametrului λ se aproximează [9] cu relația empirică :

$$\frac{\lambda}{1+\lambda} = \frac{K_m d_1 - 2z}{\frac{\pi d_2}{4} + (d_i - d_2)}, \qquad (6)$$

în care :

K_m ține seamă de natura inelului rotoric;

z reprezintă distanța punctului în care se calculează cîmpul față de miezul statorului, pentru calculul cîmpului pe dintele frontal, $z = 0$;

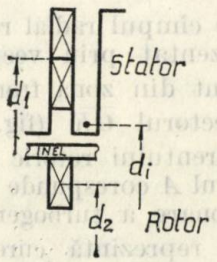


Fig. 4. Explicativă la determinarea parametrului λ.

d_i este diametrul punctului în care se calculează cîmpul axial rezultant. Semnificația parametrilor apare în figura 4.

Dacă se determină cîmpul pe înălțimea dintelui din stator, se calculează raportul $a/b = \lambda$, corespunzător fiecărui punct plasat pe diametrul d_i. Variația raportului are loc între limitele : λ_v — pentru punctele situate la vîrful dintelui și λ_b — pentru punctele situate la bază, între cele două valori existînd relația $\lambda_b < \lambda_v$.

Cunoscînd repartiția cîmpului, se determină fluxul magnetic axial rezultant pe dinte, de exemplu, pentru regimul nominal.

În cazul mașinii nesaturate, în diagrama vectorială se pot înlocui curenții armăturilor cu fluxurile corespunzătoare.

Dacă în figura 3, vectorul $\overline{OK}$ nu reprezintă valoarea cîmpului axial rezultant într-un punct pe înălțimea dintelui, ci valoarea fluxului axial pe dinte, atunci segmentele a și b corespund unui factor de cuplaj global, parametrul λ_Φ avînd valoarea cuprinsă între limitele λ_b și λ_v, astfel încît $\lambda_b \leqslant \lambda_\Phi \leqslant \lambda_v$.

Modificarea sarcinii turbogeneratorului determină variația fluxului axial. Cum schimbarea încărcăturii nu afectează însă cuplajul electromagnetic al celor două armături, raportul a/b se menține constant, indiferent de valoarea factorului de putere.

Se demonstrează că la o variație a defazajului φ între limitele $\varphi = \pi/2$, pentru sarcină pur inductivă și $\varphi = -\pi/2$, pentru sarcină pur capacitivă, locul geometric al vîrfului vectorului $\overline{OK}$ este un cerc cu centrul pe abscisa OB. Construcția cercului este relativ simplă dacă se cunosc parametrul λ_Φ și raportul de scurtcircuit K_{sc}. Pentru construcția diagramei se consideră curentul statoric $\overline{OA}$ egal cu unitatea, K_{sc} fiind dat de raportul OB/OA. În regim pur inductiv A se suprapune cu M și K cu T (T fiind determinat din condiția $\lambda_\Phi = a/b$). Cunoscîndu-se două puncte ale cercului, respectiv, K în regim nominal și T în regim de compensator pur inductiv, se construiește cercul $T\,K\,P$. Se constată că valoarea minimă a fluxului axial corespunde funcționării mașinii în regim de compensator cu sarcină inductivă la $\varphi = \pi/2$, vectorul $\overline{OT}$, iar valoarea maximă corespunde funcționării în regim capacitiv (subexcitat) cu absorbție de putere reactivă din sistem, la factor de putere nul, vectorul $\overline{OP}$.

În consecință, diagrama din figura 3 precizează variația fluxului axial pe dinte, la funcționarea turbogeneratorului între limitele teoretic admisibile și evidențiază efectul regimului subexcitat asupra creșterii fluxului axial.

Figura 5, asociată diagramei din figura 3, prezintă variația fluxului axial pe dinte, funcție de defazaj și, respectiv, de factorul de putere.

Se constată o creştere continuă a fluxului axial la trecerea maşinii din regimul inductiv în regimul capacitiv, variaţia Φ_d (φ) fiind aproximativ sinusoidală datorită dependenţei relativ liniare a fluxului axial de încărcarea reactivă a maşinii.

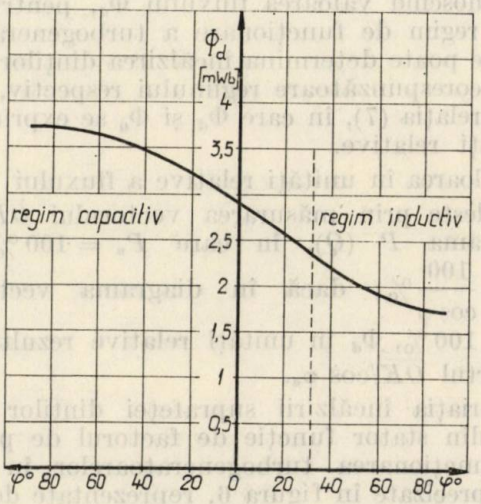


Fig. 5. Variaţia fluxului axial pe dintele frontal, funcţie de defazaj.

Funcţionarea turbogeneratorului are loc, în realitate, între limite diferite de cele teoretice, limitele reale fiind impuse atît de factori externi, cît şi de cei interni.

Ca factor extern limitativ intervine turbina de acţionare, a cărei putere maximă nu poate depăşi, în mod normal, decît cu cîteva procente puterea nominală. Datorită limitării puterii turbinei, funcţionarea turbogeneratorului, considerînd iniţial regimul nominal din punctul A, nu va avea loc pe arcul AC ci după dreapta AC, pentru care puterea solicitată turbinei şi, respectiv, puterea activă generată rămîn, practic, constante la variaţia defazajului φ (fig. 6).

Factorii interni care limitează domeniul de funcţionare a turbogeneratorului, sînt limita de stabilitate şi încălzirea părţilor active. Limita de stabilitate este reprezentată în diagramă prin dreapta BF, perpendiculară pe abscisă în punctul B. Dreapta BF corespunde funcţionării turbogeneratorului în regim subexcitat, cu unghiul intern $\varphi = 0°$.

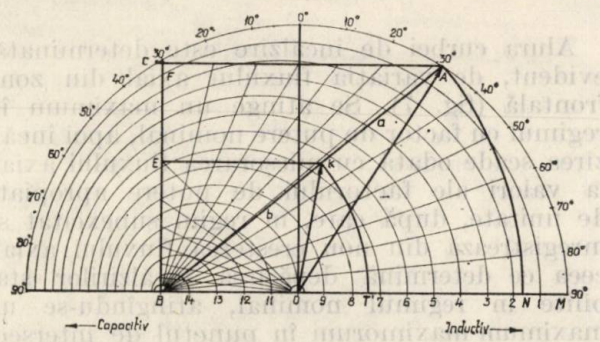


Fig. 6. Diagrama fluxului axial rezultant cu considerarea factorilor limitativi.

Punctul B corespunde funcţionării în regim de compensator capacitiv cu absorbţie de putere reactivă din sistem, la curent de excitaţie nul.

Datorită limitării introduse de stabilitatea statică a maşinii, funcţionarea la putere constantă va avea loc pe porţiunea AF a dreptei AC. Pentru acest domeniu de funcţionare, vîrful K al vectorului fluxului axial rezultant descrie o dreaptă paralelă cu axa absciselor, care intersectează cercul, loc geometric al vectorului $\overline{OK}$, în punctele K şi E.

Fie că este determinată de creşterea curenţilor din stator sau rotor, fie că apare ca rezultat al creşterii fluxului axial rezultant din zona frontală, *încălzirea*, introduce limitări suplimentare. Astfel, funcţionarea în regim inductiv la valori ale factorului de putere inferioare valorii sale nominale, $\cos \varphi < \cos \varphi_n = 0{,}85$, este limitată de curentul din rotor. Limita funcţionării turbogeneratorului în zona din dreapta punctului A este arcul AN, care are ca rază curentul nominal de excitaţie, vectorul $\overline{AB}$. Funcţionarea turbogeneratorului în această zonă cu curentul statoric nominal, arcul AM, nu este posibilă, din cauza suprasolicitării rotorului cu un curent de excitaţie sporit.

Limitele de variaţie a fluxului axial rezultant din maşină, corespunzătoare funcţionării turbogeneratorului atît în regim inductiv, cît şi în regim capacitiv, sînt prezentate în diagramă prin curba T' K E B.

Se constată că, datorită noilor limitări impuse funcţionării turbogeneratorului de factorii interni, limitele de variaţie a fluxului axial rezultant se restrîng substanţial, în special în regim subexcitat.

La funcţionarea în regim de compensator inductiv şi factor de putere nul, datorită limitării curentului rotoric, fluxul axial se reduce, punctul T' găsindu-se în stînga punctului T, considerat iniţial.

Funcţia Φ_d (φ), corespunzătoare domeniului de funcţionare precizat în diagrama din figura 6, este prezentată în figura 7.

Aşa cum era de aşteptat, pe baza analizei diagramei 7, funcţiile ating o valoare maximă în punctul corespunzător regimului nominal şi un maximum maximorum în regim subexcitat la limitele stabilităţii şi încărcării maşinii cu sarcina activă.

Încălzirea dinţilor frontali ai statorului este unul din factorii importanţi care pot restrînge domeniul de funcţionare în regim subexcitat, în special la turbogeneratoarele de foarte mare putere. Dinţii statorului constituie sediul pierderilor suplimentare principale din această zonă, pierderi determinate de curenţii turbionari induşi de fluxul magnetic axial. Cum în

regim subexcitat se obține o creștere sensibilă a cîmpului axial de scăpări, vor crește și pierderile suplimentare și, prin urmare și încălzirile locale care pot deveni excesive și, deci, periculoase pentru existența mașinii.

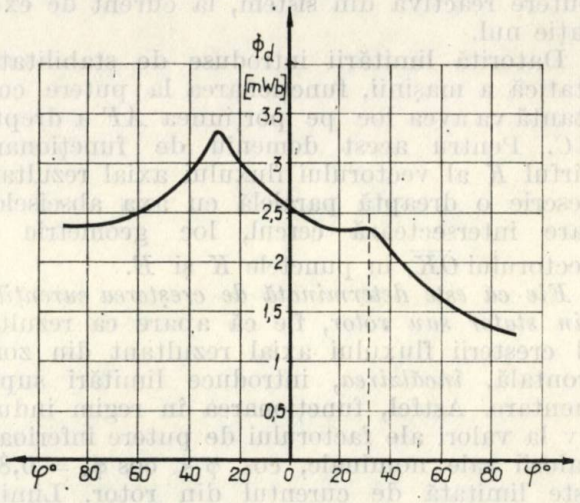


Fig. 7. Variația fluxului axial pe dintele frontal cu considerarea factorilor limitativi.

Aprecierea încălzirilor locale pe baza determinării pierderilor suplimentare este însă extrem de dificilă, pe de o parte datorită lipsei de informații suficiente asupra modului de desfășurare a proceselor electromagnetice din interiorul primelor pachete de tole și, prin urmare, a lipsei de posibilități în stabilirea corectă a nivelului pierderilor produse, iar pe de altă parte datorită complexității proceselor transferului de căldură către agentul de răcire cu circulație forțată, într-un domeniu cu geometrie complicată.

Pentru depășirea acestor dificultăți de moment, nu s-a urmărit determinarea încălzirii dinților frontali pe baza stabilirii pierderilor suplimentare, ci pe baza cunoașterii distribuției cîmpului axial. A fost stabilită astfel, în urma cercetărilor experimentale efectuate [9], completate cu analiza aprofundată a unor procese fizice din mașina reală, legătura directă dintre încălzirea dinților frontali și valoarea fluxului axial. Pe baza acestor cercetări s-a precizat că încălzirea dinților, în raport cu agentul de răcire, este proporțională cu pătratul raportului dintre fluxul axial Φ_d și fluxul specific unitar Φ_0:

$$\Delta\theta = \left(\frac{\Phi_d}{\Phi_0}\right)^2, \qquad (7)$$

Φ_0 fiind definit de fluxul axial corespunzător creșterii încălzirii peretelui frontal cu 1°C, și avînd expresia:

$$\Phi_0 = \frac{K H^{\nu} f(C_v)}{A K_w f b_d^{\xi} \sqrt{N}}, \qquad (8)$$

în care K este o constantă de material, dependentă de natura inelului de capăt al rotorului; H^{ν} presiunea hidrogenului; $f(C_V)$ — o funcție a cărei valoare este egală cu viteza periferică a rotorului; A — încărcarea liniară a mașinii; K_w — factorul de înfășurare; f — frecvența; b_d^{ξ} — lățimea medie a diviziunii dintelui; N — numărul diviziunilor dintelui frontal.

Cunoscînd valoarea fluxului Φ_d, pentru oricare regim de funcționare a turbogeneratorului, se poate determina încălzirea dinților frontali, corespunzătoare regimului respectiv, aplicînd relația (7), în care Φ_d și Φ_0 se exprimă în unități relative.

Valoarea în unități relative a fluxului Φ_d se stabilește prin măsurarea vectorului $\overline{OK}$ din diagrama P (Q), în care $P_n = 100\,\%$, iar $I_n = \frac{100}{\cos\varphi}\,\%$; dacă în diagrama vectorială $I_n = 100\,\%$, Φ_d în unități relative rezultă din raportul $\overline{OK}/\cos\varphi_n$.

Variația încălzirii suprafeței dinților frontali din stator funcție de factorul de putere, la funcționarea turbogeneratoarelor în limitele precizate în figura 6, reprezentate de conturul $A\ N\ O\ B\ F\ A$, descris de curentul din stator, este prezentată în figura 8, curba *1*.

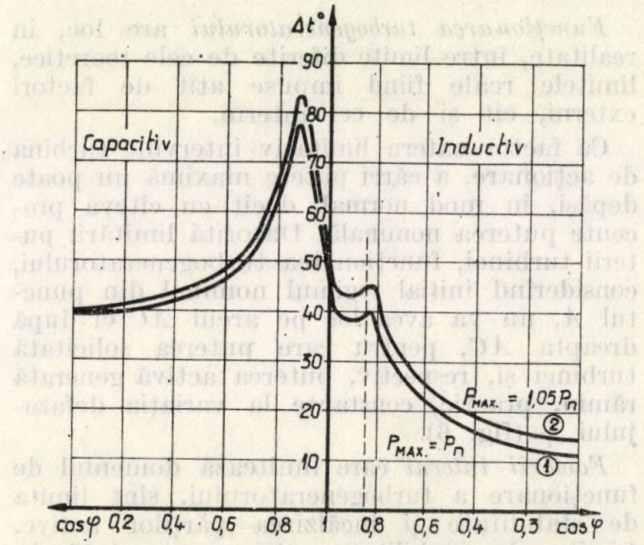


Fig. 8. Încălzirea dintelui frontal în regimurile limită de funcționare.

Alura curbei de încălzire este determinată, evident, de variația fluxului axial din zona frontală (fig. 7). Se atinge un maximum în regimul cu factor de putere nominal, apoi încălzirea scade odată cu micșorarea fluxului axial, la valori ale factorului de putere apropiate de unitate, după care, în regim subexcitat se înregistrează din nou creșterea fluxului axial, ceea ce determină depășirea încălzirilor stabilite în regimul nominal, atingîndu-se un maximum maximorum în punctul de intersecție a dreptei puterii active constante cu dreapta limitei de stabilitate.

Pe baza relaţiei (7) se stabileşte valoarea fluxului axial, care determină încălzirea maximă admisibilă a suprafeţei dintelui frontal de agentul de răcire. În cazul de faţă această valoare corespunde funcţionării turbogeneratorului cu suprasarcină de 5 % faţă de puterea activă nominală, la limita de stabilitate.

Încălzirea dinţilor frontali, corespunzătoare funcţionării turbogeneratorului cu suprasarcină de 5 %, pentru întregul domeniu, este prezentată prin curba *2* din figura 8.

4. Diagrama de funcţionare a turbogeneratorului

Cunoscîndu-se factorii externi care limitează funcţionarea turbogeneratorului, se poate construi diagrama de performanţe care precizează limitele de încărcare a maşinii în regim de generator cu sarcină inductivă şi capacitivă.

Construcţia diagramei se face trecînd pe ordonată încărcarea activă a maşinii P, în procente, puterea nominală corespunzînd unei încărcări de 100 %, iar pe abscisă se trece sarcina reactivă Q (fig. 9).

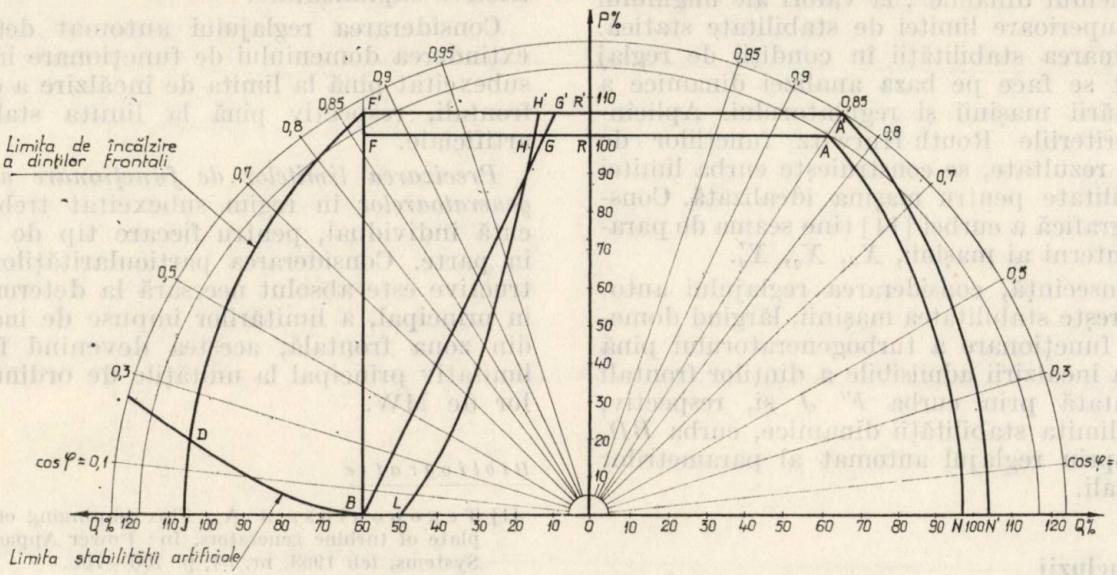


Fig. 9. Diagrama de funcţionare a turbogeneratorului.

Punctul A corespunde regimului nominal. Funcţionarea în regim inductiv la $\cos \varphi < \cos \varphi_n$, este limitată de curba AN, stabilită de valoarea maximă a curentului din rotor. Punctul N corespunde funcţionării în regim de compensator la $\cos \varphi = 0$. Porţiunea ON corespunde funcţionării în acelaşi regim cu sarcină reactivă redusă. O este punctul de mers în gol cu tensiunea nominală. Pe porţiunea OB maşina lucrează în regim de compensator cu sarcina capacitivă şi factor de putere nul. Funcţionarea în B are loc la curent de excitaţie nul, toată puterea de magnetizare fiind absorbită din sistem. BF este limita stabilităţii statice teoretice, cu unghiul intern $\delta = 90°$ şi sarcină capacitivă maximă admisibilă. Punctul F corespunde limitei de stabilitate teoretică şi putere activă nominală. Ordonata în O împarte diagrama în două părţi: partea stîngă corespunde regimului capacitiv, partea dreaptă, regimului inductiv. Deoarece puterea turbinei este limitată, între punctele F şi A funcţionarea turbogeneratorului are loc la puterea activă constantă.

Factorii care limitează funcţionarea turbogeneratorului în regim inductiv sînt puterea turbinei şi curentul din rotor, iar pentru regimul capacitiv, limita de stabilitate, puterea turbinei, încălzirea părţilor frontale şi eventual valoarea minimă a curentului de excitaţie.

Referitor la stabilitatea maşinii se precizează că pentru mărirea siguranţei în exploatare se prevede o rezervă de stabilitate, considerată după practicile pe plan mondial, de 10 % din puterea nominală [10], sau 10 % din încărcarea reală.

Se menţionează că limita de funcţionare cu panta constantă, rezerva de 10 % din încărcarea reală, asigură maşinii un domeniu mai larg. Funcţionarea maşinii în regim capacitiv fără sarcină activă şi curent de excitaţie nul, punctul B, este posibilă numai la maşini prevăzute cu sistem de excitaţie statică pentru care se poate regla curentul de excitaţie pînă la zero. La maşinile prevăzute cu excitaţie prin maşini rotative, intervine o limitare suplimentară, datorită faptului că, curentul de excitaţie al excitatoarei nu poate fi redus sub o anumită valoare.

Admiţînd o rezervă de stabilitate de 10% din puterea nominală, limita reală de funcţionare în regim capacitiv va fi curba *LH* şi nu dreapta *BF*. Dreapta *BG* reprezintă limita de stabilitate cu rezervă de 10% din încărcarea reală a maşinii.

Pe baza consideraţiilor de mai sus, limitele reale de funcţionare a turbogeneratorului, atît în regim inductiv, cît şi capacitiv, sînt constituite de conturul *A N O L H A*.

În cazul considerării unei suprasarcini de 5%, admisă de turbina de acţionare, în locul conturului *HAN*, limitele de funcţionare a turbogeneratorului vor fi *H'A'N'*.

Limita de încălzire a dinţilor frontali este curba *F' J*, pentru care fluxul axial, corespunzător încălzirii maxime admisibile, rămîne constant. În cazul de faţă, se constată că încălzirea dinţilor nu impune condiţii restrictive suplimentare, factorul limitativ determinant al funcţionării turbogeneratorului în regim subexcitat fiind stabilitatea maşinii.

Dacă se ia în consideraţie şi reglajul automat al tensiunii şi unghiul intern, introducerea regulatoarelor asigură funcţionarea maşinii şi în „domeniul dinamic", la valori ale unghiului intern superioare limitei de stabilitate statică. Determinarea stabilităţii în condiţii de reglaj automat se face pe baza analizei dinamice a comportării maşinii şi regulatorului. Aplicîndu-se criteriile Routh-Hurwitz funcţiilor de transfer rezultate, se construieşte curba limitei de stabilitate pentru maşina idealizată. Construcţia grafică a curbei [14] ţine seama de parametrii interni ai maşinii, X_d, X_q, X'_d.

În consecinţă, considerarea reglajului automat măreşte stabilitatea maşinii, lărgind domeniul de funcţionare a turbogeneratorului pînă la limita încălzirii admisibile a dinţilor frontali reprezentată prin curba *F' J* şi, respectiv, pînă la limita stabilităţii dinamice, curba *BD*, impusă prin reglajul automat al parametrilor funcţionali.

5. Concluzii

Stabilirea limitelor de funcţinare a turbogeneratorului pe baza analizei cîmpului electromagnetic frontal, necesită rezolvarea următoarelor aspecte ale problemei:

a — determinarea repartiţiei cîmpului magnetic axial şi precizarea valorilor sale în diferite puncte ale zonei frontale;

b — calculul fluxului axial rezultant şi stabilirea dependenţei sale de încărcarea maşinii şi factorul de putere;

c — determinarea încălzirii mediilor magnetice din zona frontală, funcţie de valoarea fluxului axial, pentru oricare regim de funcţionare a maşinii.

Determinări analitice şi experimentale au indicat valori mari ale cîmpului în zona dinţilor statorici, stabilindu-se că sediul pierderilor suplimentare principale îl constituie coroana dentară a acestei armături.

Calculul încălzirii dinţilor frontali, considerînd valorile pierderilor suplimentare, necesită cunoaşterea distribuţiei cîmpului electromagnetic şi în interiorul primelor pachete de tole. Pe această cale devine posibilă atît aprecierea corectă a nivelului de solicitare termică, cît şi localizarea zonelor solicitate în interiorul domeniului considerat.

Factorii care limitează, în general, *domeniul de funcţionare a turbogeneratorului sînt*: încălzirea părţilor active, determinată de curenţii armăturilor sau curenţii turbionari induşi de fluxurile de scăpări, stabilitatea maşinii şi puterea turbinei.

În cazul turbogeneratorului examinat, *funcţionarea în regim subexcitat*, fără considerarea reglajului automat al parametrilor funcţionali, este limitată de puterea turbinei şi condiţiile de stabilitate statică practic admisibile. Încălzirea dinţilor frontali nu impune condiţii restrictive suplimentare.

Considerarea reglajului automat determină extinderea domeniului de funcţionare în regim subexcitat pînă la limita de încălzire a dinţilor frontali, respectiv pînă la limita stabilităţii artificiale.

Precizarea limitelor de funcţionare a turbogeneratoarelor în regim subexcitat trebuie făcută individual, pentru fiecare tip de maşină în parte. Considerarea particularităţilor constructive este absolut necesară la determinarea, în principal, a limitărilor impuse de încălzirea din zona frontală, acestea devenind factorul limitativ principal la unităţile de ordinul sutelor de MW.

Bibliografie

[1] Tegopoulos, J.A. Flux impinging of the end plate of turbine generators. In: Power Apparatus and Systems, feb 1963, nr. 64, p. 700—706.

[2] Timotin, Al., Nicolae, Al. Sur la réparation du champ magnétique axial a la surface des dents de l'éxtremité du stator. In: Rev. Roum. Sci. Tech. Électrotechn. et Énerg., 15, nr. 3, p. 489—514, Bucarest, 1970.

[3] Oprişan, P. Determinarea componentei axiale a cîmpului magnetic în zona frontală a turbogeneratorului. În: St. şi cerc. energ. şi elec., tom 22, nr. 2, 1972, p. 381—397.

[4] Oprişan, P. Model electrocinetic pentru studiul cîmpului axial din zona frontală a turbogeneratoarelor. În: St. şi cerc. de energ. şi elec., nr. 1, Bucureşti, 1974.

[5] Hawley, R., Edwards, I.M., Heaton, I.M., Stoll, R.L. Turbogenerator end — region magnetic fields. In: Qualitative prediction by field plotting proceedings, 114, nr. 8, aug 1967, p. 1107—1114

[6] Moraru, A., Bălă, C. V. Modèle électrocinetique pour l'étude du champ magnétique de fuite du transformateur a cuve écranée. In: Rev. Roum. Sci. Tech. Électrotechn. et Énerg. **15**, nr. 3, p. 515—541, Bucarest 1970.

[7] Timotin, Al., Nicolae, Al. L'influence de l'écran conducteur du stator sur la réparation du flux axial pénétrant dans les dents. In: Rev. Roum. Sci. Techn. Électrotechn. et Énerg., **17**, nr. 2, p. 229—239, Bucarest 1972.

[8] Postnikov, I.M. ş.a. Elektromagnitnye i teplovye processy v kontevyh ciastiah moşcinyh turbogeneratorov. Kiev, Iz. Naukovo Dumka, 1971.

[9] Watanabe, S., Doi, S. Temperature — rise theory and calculation methods for armature core and structures of steam turbine generators in underexcited operation. In: Electrical Engineering in Japan, January 1963.

[10] Titov, V.V. ş.a. Turbogeneratory, rascet i konstrukcia. Iz. Energija, Leningradskoe otdelenie, 1967.

[11] Hutoreţkii, G.M., Kosacevskii, V.I. Rabota turbogeneratorov v rejimah nedovozbuzdenija. In: Elektrotechnika, nr. 2, 1968.

[12] Groza, L., Creţu, D. ş.a. Le fonctionnement dans les régimes anormaux et speciaux des grands hydrogenerateurs a petite vitesse de rotation. CIGRÉ, session 1972.

[13] Apetrei, C. Consideraţii asupra sistemelor de excitaţie a motoarelor sincrone de mare putere. In: St. şi cerc. energ. şi electr., nr. 3, 1967

[14] Gove, R.M. Geometric construction of the stability limits of synchronous machines. In: Proceedings, may, 1965.

Intrat în redacţie la 1.XI. 1974

ÎNCERCĂRI ELECTRICE
ECHIPAMENT ELECTRIC DE ÎNALTĂ TENSIUNE
SUPRATENSIUNE DE COMUTAŢIE
TRANSFORMATOARE DE ÎNCERCARE

Producerea supratensiunilor de comutaţie cu ajutorul transformatoarelor de încercare

ANDREI MARINESCU * — CRAIOVA

CZ 621.3.015.3

1. Introducere

Dezvoltarea vertiginoasă a electroenergeticii, în ultimii ani, s-a materializat, printre altele, în creşterea puterilor instalate şi a tensiunii nominale a reţelelor electrice.

Introducerea clasei de tensiune de 400 kV şi, în perspectivă, a clasei de 750 kV în România cere o amplă acţiune de cercetare a fenomenelor specifice tensiunilor foarte înalte, ca şi o bază experimentală puternică.

Una din preocupările importante ale Laboratorului de înaltă tensiune de la Electroputere [1] o constituie studiul comportării izolaţiei la supratensiuni de comutaţie (*STC*). Încercarea izolaţiei la *STC* este, în prezent, normalizată pe plan internaţional [2].

În mod obişnuit *STC* de tip aperodic sînt produse în laborator prin modificarea rezistenţelor de front şi spate ale generatorului de impulsuri (*GIT*) 1,2/50 μs. Se pot produce astfel *STC* de formă aperiodică de 250/2 500 μs cu o scădere însemnată a tensiunii de ieşire a *GIT* (30—40%), faţă de cazul impulsurilor 1,2/50 μs.

Cu toate că obţinerea unor fronturi mai lungi decît 250 μs, ajungînd uneori pînă la 5 000 μs, este posibilă, se produce mărirea excesivă a rezistenţei interne a *GIT* o dată cu scăderea corespunzătoare a tensiunii de ieşire [3]. De aceea, în ultimul timp, s-a recurs la folosirea transformatoarelor de încercare, existente de altfel în orice laborator de înaltă tensiune, a căror excitaţie se asigură fie direct din reţea, prin conectare controlată [4], fie prin descărcarea unei baterii de condensatoare în înfăşurarea de joasă tensiune [5,6,7], fie prin descărcarea unui circuit de formare în înfăşurarea de joasă tensiune [8, 9].

Preocupările anterioare în acest domeniu, existente la Electroputere, sînt cuprinse în [10] unde s-a făcut şi o analiză a funcţionării transformatoarelor de măsură în acest regim.

După cum se va arăta în continuare, cu ajutorul transformatoarelor de încercare se pot obţine cel mai simplu *STC* de tip oscilant amortizat, care apar în mod obişnuit la comutaţiile din reţelele de înaltă tensiune.

O normare a formei oscilaţiei amortizate este, evident, foarte greu de făcut. Totuşi în [11], [12], pe baza experienţei din R.D.G. se propune o oscilaţie amortizată nesimetrică (fig. 1), cu frecvenţa de 200 ± 100 Hz, la care raportul amplitudinilor primelor două oscilaţii

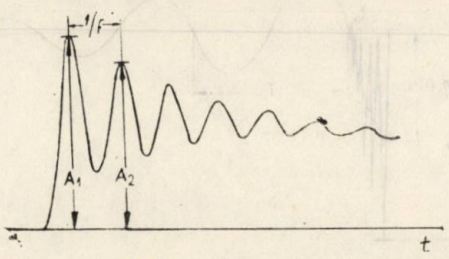


Fig. 1. Forma tipică a unui impuls *STC* de tip oscilant amortizat.

* Ing. *A. Marinescu* este şeful Laboratorului de înaltă tensiune de la Institutul de cercetări şi proiectări „Electroputere"-Craiova.

este $A_2/A_1 \leqslant 0{,}8$. Transformatoarele de încercare produse de firma TUR [12] sînt capabile să producă *STC* din figura 1, cu frecvenţe cuprinse între 900 şi 150 Hz (în funcţie de sarcină). În [13] se propun pentru încercarea la locul de montaj a instalaţiilor de distribuţie cu izolaţii SF6, două oscilaţii amortizate, cu $f = 8{,}4$ kHz (obţinută într-un circuit oscilant *RLC* serie) şi respectiv, $f = 350$ Hz (obţinută cu transformator), măsurîndu-se, în ambele cazuri, tensiunile de străpungere apropiate.

În lucrare se expune predeterminarea amplitudinii tensiunii şi forma globală a impulsului la ieşirea transformatorului de încercare, ţinînd seama de efectul saturaţiei, indicîndu-se posibilităţile limită ale acestor instalaţii.

2. Schema de principiu şi echivalentă a instalaţiei pentru producerea STC prin inducţie electromagnetică (fig. 2)

Bateria de condensatoare C_1, încărcată, în prealabil, cu tensiunea U_0 de la o sursă de tensiune continuă este descărcată la un moment

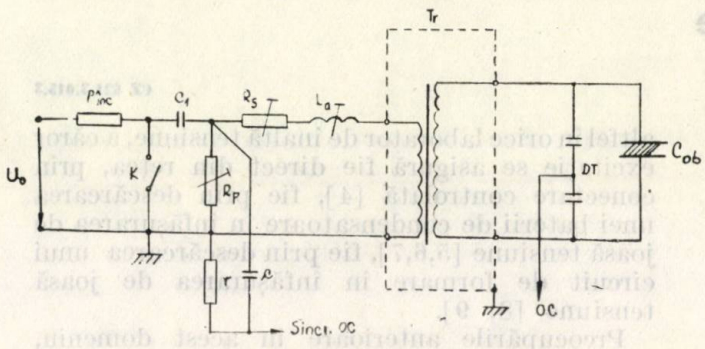


Fig. 2. Schema de principiu pentru producerea *STC* cu ajutorul transformatoarelor de încercare:

U_0 — tensiunea continuă reglabilă; C_1 — condensator acumulator; R_{inc} — rezistenţă de încărcare; R_p, R_s — rezistenţe pentru reglarea amortizării oscilaţiilor; L_a — inductanţa auxiliară pentru reglarea frecvenţei; T_r — transformator de încercare; DT — divizor de tensiune; C_{ob} — obiectul de încercare; r, c — circuit de formare pentru sincronizarea osciloscopului.

dorit de operator prin acţionarea comutatorului K (releu cu mercur, tiristoare în montaj antiparalel, eclator comandat etc.), în primarul transformatorului T_r. În secundarul transformatorului ridicător apare o tensiune oscilantă amortizată a cărei formă (fig. 3) este determinată

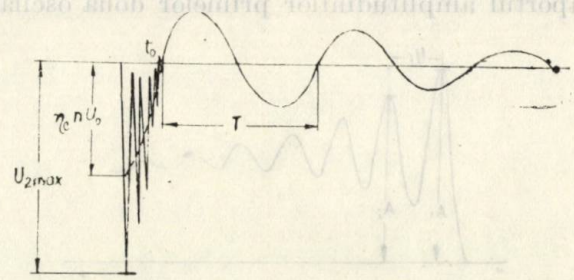


Fig. 3. Forma globală a unui impuls *STC* produs cu ajutorul transformatoarelor de încercare. Explicaţii în text.

de parametrii transformatorului şi de elementele suplimentare R_p, R_s, şi L_a. Obiectul de încercat este reprezentat prin capacitatea C_{ob}.

Analiza procesului tranzitoriu, care ia naştere în această schemă, se poate face utilizînd pentru transformator schema echivalentă în T, valabilă la frecvenţa industrială întrucît frecvenţa maximă a oscilaţiilor care pot apare nu depăşeşte de obicei cîţiva kHz însă, se impune luarea în consideraţie capacităţilor distribuite ale înfăşurărilor. Transmiterea capacîtivă a tensiunii prin capacitatea distribuită dintre înfăşurări se neglijează datorită funcţionării în regim de transformator ridicător.

În figura 4a se dă schema echivalentă completă a circuitului care poate fi simplificată pe baza celor arătate în [14] în modul următor:

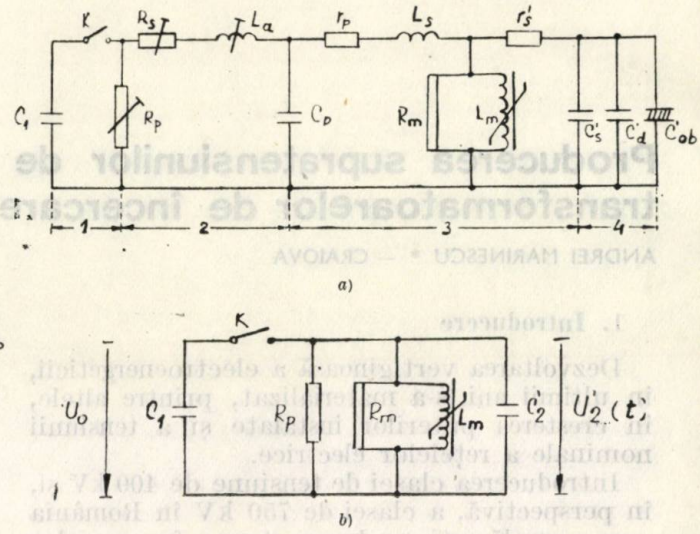


Fig. 4. Scheme echivalente pentru circuitul din figura 2:

a. Schema completă; *1* — acumulator de energie; *2* — circuit de formare; *3* — transformator de încercare; *4* — sarcina r_p; r'_s — rezistentele ohmice ale înfăşurărilor; primară şi, respectiv, secundară; R_m — rezistenţa echivalentă pierderilor în fier; L_s — inductanţa de scăpări; L_m — inductanţa de magnetizare; C_p, C'_s — capacităţi concentrate echivalente cu capacităţile distribuite ale înfăşurărilor primară şi, respectiv, secundară. Celelalte notaţii ca în figura 2. Mărimile notate cu ' sînt mărimi raportate la înfăşurarea excitată.

b. Schema simplificată; $C'_s = n^2 (C_s - C_d) + C_{ob}) + C_p$;

$R_1 = R_s + r_p + r'_s$; $L_1 = L_s + L_a$.

— Transformatorul este ridicător şi în acest caz există relaţia evidentă $C_p, \leqslant n^2 C_s$, care permite conectarea capacităţii concentrate echivalente celei distribuite totale a transformatorului în locul celei mai mari dintre capacităţi, adică în secundar. Se ajunge astfel, la schema echivalentă de calcul din figura 4b, în care inductanţa de magnetizare L_m poate fi un element neliniar.

Schemele din figura 4 posedă două frecvenţe proprii, destul de diferite, determinate în prima aproximaţie de raportul dintre L_1 (în principal inductanţa de scapări a transformatorului) şi L_m, respectiv raportul capacităţilor C_1 şi C'_2.

În aceste condiții analiza circuitului se poate face separat pentru frecvențe înalte cu schema echivalentă din figura 5a (s-au neglijat R_p și R_m datorită valorilor pe care le au în această aplicație) și pentru frecvențe joase cu schema din figura 5b.

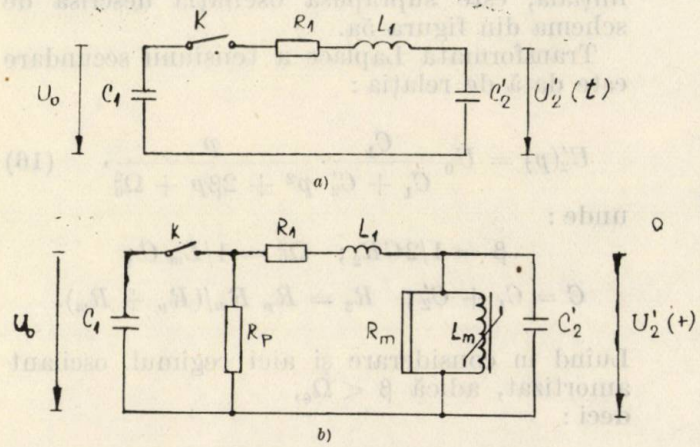


Fig. 5. Scheme echivalente simplificate pe domenii de frecvențe:
a — pentru frecvențe înalte; *b* — pentru frecvențe joase..

Comportarea circuitului la frecvențe înalte (*fig. 5a*). Tensiunea la bornele capacității C_2' reprezintă tensiunea la bornele secundarului transformatorului. În [15] s-a determinat transformata Laplace a tensiunii $u_2'(t)$ sub forma:

$$U_2'(p) = U_0 \frac{C_e}{C_2'} \omega_0^2 \frac{1}{p(p^2 + 2\alpha p + \omega_0^2)}, \quad (1)$$

unde:

$$\alpha = R_1/2L_1;\ \omega_0^2 = 1/L_1C_e;\ C_e = C_1C_2'/(C_1 + C_2');\ C_2' = n^2 C_2.$$

Revenind la funcția de timp, în cazul regimului oscilant amortizat, se obține:

$$\alpha < \omega_0,$$

adică:

$$R_1 < R_{1cr} = 2\sqrt{L_1/C_e}, \quad (2)$$

$$U_2'(t) = U_0 \frac{C_e}{C_2'}\left[1 - \left(\cos \omega t + \frac{\alpha}{\omega} \sin \omega t\right) \exp(-\alpha t)\right], \quad (3)$$

unde:

$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$ este frecvența proprie a circuitului oscilant amortizat.

Ținînd seama de relațiile de mai sus se obține pentru valoarea absolută a tensiunii secundare expresia:

$$u_2(t) = n U_0 \frac{C_1}{C_1 + C_2}\left[1 - \left(\cos \omega t + \frac{\alpha}{\omega} \sin \omega t\right) \exp(-\alpha t)\right], \quad (4)$$

unde:

n este raportul de transformare a transformatorului sau în ipoteza amortizărilor mici ($\alpha \ll \omega_0$);

$$u_2(t) = n U_0 \frac{C_1}{C_1 + C_2^1}\left[1 - \exp(-\alpha t) \cos \omega t\right]. \quad (4')$$

Pentru studiul sîstematic al circuitului se introduce amortizarea d dată de relația:

$$d = 2R_1/R_{1cr} = R_1/\sqrt{L_1/C_e}. \quad (5)$$

În cele ce urmează se va norma timpul curent prîn relația:

$$\nu = t/2\sqrt{L_1/C_e}.$$

Obținem: $\alpha t = d\nu$; $\omega = \sqrt{4 - d^2}$ și:

$$u_2(\nu) = nU_0 \frac{C_1}{C_1 + C_2^1}\left[1 - \left(\cos \sqrt{4 - d^2}\,\nu + \frac{d}{\sqrt{4 - d^2}} \sin \sqrt{4 - d^2}\,\nu\right) \exp(-d\nu)\right]. \quad (6)$$

Pentru a obține extremele acestei funcții calculăm rădăcinile ecuației:

$$\frac{d}{d\nu}[u_2(\nu)] = 0.$$

Rezultă:

$$\nu_{max,min} = m\,T/\sqrt{4 - d^2}, \quad m = 1,2,3,\cdots p, \quad (7)$$

adică:

$$U_{2max,min} = nU_0 \frac{C_1}{C_1 + C_2^1}[1 - \exp(-d\nu_{max,min}) \cos m\pi],$$

sau: (8)

$$U_{2max,min} = nU_0 \frac{C_1}{C_1 + C_2}[1 - (-1)^m \exp[-d\nu_{max,min}].$$

Valorile maxime ale funcției se obțin pentru m impar, iar cele minime pentru m par.

Amplitudinea primei oscilaţii a tensiunii secundare este :

$$U_{2max} = nU_0 \frac{C_1}{C_1 + C_2'} [1 + \exp(-\pi d/\sqrt{4-d^2})]. \tag{9}$$

Dacă notăm cu :

$$\eta_c = \frac{C_1}{C_1 + C_2'} < 1 \text{ şi } \eta_d = 1 + \exp(-\pi d/\sqrt{4-d^2}) > 1, \tag{10}$$

factorul de utilizare a tensiunii secundare, datorat capacităţii de sarcină, respectiv factorul de utilizare datorat amortizării d, obţinem :

$$U_{2max} = \eta_c \cdot \eta_d \cdot n U_0. \tag{11}$$

Din (10) şi (11) rezultă că este posibil să se obţină tensiuni secundare mai mari decît raportul de transformare, dacă capacitatea $C_1 \gg n^2 C_2$, iar amortizarea $d \ll 1$. La limită se poate obţine, în secundar, o tensiune cu circa 70 — 80% mai mare decît cea indicată de raportul de transformare.

Pentru amortizările mici, necesare în aplicaţia noastră se poate scrie :

$$\eta_d \approx 1 + \exp(-\pi d/2) \approx 2 - \pi d/2. \tag{12}$$

Timpul de creştere a tensiunii secundare rezultă din relaţia (7) pentru $m = 1$.

$$\nu_c = \pi/\sqrt{4-d^2} \approx \pi/2, \tag{13}$$

sau, în timp real :

$$t_c = \pi/\omega \approx \pi / \omega_0, \tag{13'}$$

a doua relaţie fiind valabilă în cazul amortizărilor foarte mici.

Frecvenţa maximă a oscilaţiilor care pot fi produse cu un transformator este întotdeauna mai mică decît frecvenţa proprie f_p a transformatorului dată de relaţia :

$$f_p \approx 1/2\pi \sqrt{L_s C_s'}, \tag{14}$$

datorită faptului că $C_1 \neq \infty$ şi $C_{ob} \neq 0$.

Rezultă că, o frecvenţă f dată poate fi produsă cu ajutorul unui transformator dat numai dacă :

$$f < f_p. \tag{15}$$

Comportarea circuitului la frecvenţe joase

a) *Ipoteza* $L_m = ct$ (obţinut datorită existenţei întrefierului sau liniarizării artificiale). Schema din figura 5b permite determinarea formei globale a tensiunii secundare $u_2(t)$, ca oscilaţie fundamentală (fig. 3), peste care, în perioada iniţială, este suprapusă oscilaţia descrisă de schema din figura 5a.

Transformata Laplace a tensiunii secundare este dată de relaţia :

$$U_2'(p) = U_0 \frac{C_1}{C_1 + C_2'} \cdot \frac{p}{p^2 + 2\beta p + \Omega_0^2}, \tag{16}$$

unde :

$$\beta = 1/2CR_2; \quad \Omega_0^2 = 1/L_m C;$$
$$C = C_1 + C_2'; \quad R_2 = R_p R_m/(R_p + R_m).$$

Luînd în considerare şi aici regimul oscilant amortizat, adică $\beta < \Omega_0$,
deci :

$$R_2 > R_{2cr} = (\sqrt{L_m/C})/2, \tag{17}$$

obţinem :

$$u_2(t) = \eta_c n U_0 \exp(-\beta t)\left[\cos \Omega t - \frac{\beta}{\Omega} \sin \Omega t\right], \tag{18}$$

sau dacă : $\beta \ll \Omega_0$,

$$u_2(t) \approx \eta_c n U_0 \exp(-\beta t) \cos \Omega_0 t. \tag{18'}$$

Expresia (18) reprezintă corect tensiunea indusă în secundarul transformatorului, întrucît nu conţine componenta continuă.

Vom face şi aici o normare cu notaţia :

$$\left.\begin{aligned} D &= R_2/2R_{2cr} = R_2/\sqrt{L_m/C}; \\ \theta &= t/2\sqrt{L_m C} \\ \Omega &= \sqrt{4D^2 - 1}/2D\sqrt{L_m C}; \\ \beta &= 1/2D\sqrt{L_m C} \end{aligned}\right\} \tag{19}$$

şi obţinem :

$$u(\theta) = \eta_c n U_0 \exp(-\theta/D)\left[\cos \frac{\sqrt{4D^2-1}}{D}\theta - \frac{1}{\sqrt{4D^2-1}} \sin \frac{\sqrt{4D^2-1}}{D}\theta\right]. \tag{20}$$

Prin calcule simple se află că trecerea prin zero a tensiunii secundare are loc pentru :

$$\operatorname{tg} \frac{\sqrt{4D^2-1}}{D}\theta_0 = \sqrt{4D^2-1}, \text{ sau : } \operatorname{tg} \Omega t_0 = \Omega/\beta, \tag{21}$$

iar maximul tensiunii inverse pentru :

$$\operatorname{tg} \frac{\sqrt{4D^2-1}}{D}\,\theta_M = -\frac{2\sqrt{4D^2-1}}{4D^2-D-1}, \text{ sau :}$$

$$\operatorname{tg}\,\Omega t_M = -2\beta\Omega/(\Omega^2-\beta^2). \qquad (22)$$

În cazul cînd $D \gg 1$ se obţin relaţiile aproximative :

$$\operatorname{tg}\,2\theta_0 = 2D \text{ şi } \operatorname{tg}\,2\theta_M = -1/D, \quad (21'; 22')$$

respectiv, în timp real :

$$\operatorname{tg}\,\Omega_0 t_0 = \Omega_0/\beta \text{ şi } \operatorname{tg}\,\Omega_0 t_M = -2\beta/\Omega_0. \qquad (21''; 22'')$$

În continuare se va determina influenţa lui R_2 şi C asupra amplitudinii primei oscilaţii inverse, în ipoteza că produsul $R_2C = ct$ şi $D \gg 1$.

$$U_{inv} \approx -\eta_c\, n U_0 \exp(-\theta_M/D)\cos 2\,\theta_M, \qquad (23)$$

este funcţie numai de amortizarea D. Conform relaţiei (19) aceasta se poate scrie :

$$D = R_2/\sqrt{C/L_m} = \sqrt{ct\cdot R_2/L_m} = ct/\sqrt{L_m C}, \qquad (19')$$

adică, oscilaţia inversă creşte cu mărirea lui R_2 şi scade cu creşterea lui C.

Momentul trecerii prin zero a tensiunii secundare este :

$$t_0 = T/4 = \pi/2\Omega =$$

$$= \pi D\sqrt{L_m C}/\sqrt{4D^2-1} = \pi R_2 C/\sqrt{4D^2-1}. \qquad (24)$$

În ipoteza $R_2C = ct$, t_0 creşte la mărimea lui C şi scade la mărirea lui R_2.

În practică, interesează şi cazul cînd la încercarea obiectelor cu capacităţi diferite se impune să se menţină perioada şi amplitudinea oscilaţiei inverse, adică să se asigure simultan ca $D = ct$ şi $t_0 = ct$.

După cum se observă din relaţiile (19') şi (24), cele două condiţii nu se pot asigura simultan, deoarece dacă $D = ct$, $t_0 = k\sqrt{C}$ sau dacă $t_0 = ct$, $D = k/\sqrt{C}$, unde, k este o altă constantă.

b) *Ipoteza* $L_m \neq ct$. În figura 6 se arată posibilităţile de definire a inductanţei de magnetizare L_m. Soluţia exactă se obţine luînd în considerare variaţia reală a fluxului, în funcţie de curent, eventual pe baza unei aproximări hiperbolice de tipul $\psi = ai/(b+ci)$. În majoritatea cazurilor practice se adoptă inductanţa L_m, definită pe baza dreptei *3*, care are avantajul că conduce la valoarea definită de proba de mers în gol.

Se observă că, inductanţa de magnetizare variază în cazul apariţiei saturaţiei între valoarea incrementală, definită de dreapta *2*(L_{mo}) şi valoarea incrementală, definită de dreapta *4*(L_{ms}). Raportul L_{mo}/L_{ms} depăşeşte de obicei 100.

Analiza care urmează se limitează la determinarea momentului în care intervine saturaţia (t_{sat}) şi la modul în care poate fi influenţată

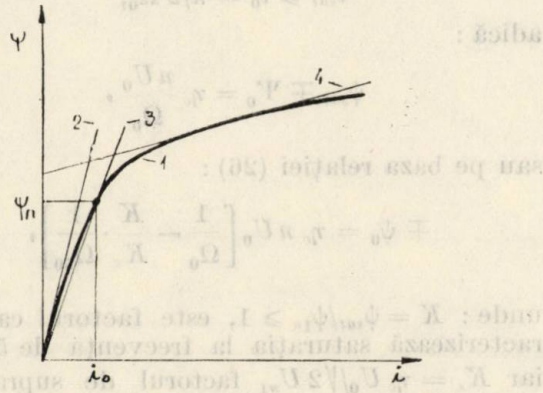


Fig. 6. Explicativă la posibilităţile de definire a inductanţei de magnetizare a unui transformator pe baza caracteristicii $\Psi = f(i)$.

acesta, considerînd caracteristica de magnetizare aproximată prin segmentele de dreaptă *3* (L_m) şi *4* (L_{ms}).

Pînă în momentul t_{sat}, variaţia tensiunii are forma dată de relaţia (18'), reprezentînd o oscilaţie cosinusoidală cu pulsaţia Ω_0.

Considerînd că : $\exp(-\beta t) \approx 1$, rezultă :

$$\psi_{sat} \approx \pm\psi_0 + \int_0^{t_{sat}} u_2(t)\,dt = \pm\psi_0 + \eta_c \frac{nU_0}{\Omega_0}\sin\Omega_0 t_{sat}, \qquad (25)$$

unde :

$$\psi_{sat} = \sqrt{2}\,n\,U_{sat}/\Omega_{50}, \qquad (26)$$

reprezintă fluxul magnetic total, care produce saturaţia circuitului magnetic la frecvenţa de 50 Hz, iar ψ_0 este fluxul remanent în miez, înaintea aplicării impulsului de lucru.

Deci :

$$t_{sat} = \frac{1}{\Omega_0}\arcsin\left[\frac{\Omega_0}{\eta_c n U_0}(\psi_{sat} \mp \psi_0)\right]. \qquad (27)$$

În această relaţie semnul minus corespunde cazului cînd fluxul remanent are acelaşi sens cu fluxul util.

Din momentul $t = t_{sat}$ se poate considera că inductanţa de magnetizare trece de la valoarea L_m la valoarea saturată L_{ms}. Tensiunea secundară variază în continuare, cosinusoidal, însă, cu o pulsaţie : $\Omega_s = 1/2\pi\sqrt{L_{ms}C} > \Omega_0$.

Din acest motiv trecerea prin zero a tensiunii secundare se face mai repede decît în cazul $L_m = ct$, iar următoarele treceri prin zero

(dacă există) au loc la timpi diferiți de cei determinați prin relația (21).

Din relația (27) rezultă că, în cazul cînd nu se dorește saturația circuitului magnetic, pînă la prima trecere prin zero a tensiunii, trebuie să avem :

$$t_{sat} \geq t_0 = \pi/2\,\Omega_0,$$

adică :

$$\psi_{sat} \mp \Psi_0 = \eta_c \frac{nU_0}{\Omega_0}, \tag{28}$$

sau pe baza relației (26) :

$$\mp \psi_0 = \eta_c\, nU_0 \left[\frac{1}{\Omega_0} - \frac{K}{K_s} \cdot \frac{1}{\Omega_{50}}\right], \tag{29}$$

unde : $K = \psi_{sat}/\psi_{1n} \geq 1$, este factorul care caracterizează saturația la frecvența de 50 Hz, iar $K_s = \eta_c\, U_0/\sqrt{2}\,U_{n1}$ factorul de supratensiune la funcționarea în impulsuri.

Relația (29) permite să se determine valoarea magnetizării inverse, necesară la o tensiune de ieșire dată, caracterizată de K_s în condițiile conservării duratei de trecere prin zero de la funcționarea liniară.

3. Alegerea elementelor circuitului de încercare

Tensiunea maximă a STC în secundarul transformatorului. Amplitudinea *STC*, produsă prin inducție în secundarul transformatorului de încercare, poate fi aleasă egală cu valoarea de vîrf a tensiunii nominale a transformatorului. Totuși, experiențele făcute sub egida CIGRÉ în diferite laboratoare [16] arată că, în cazul izolației hîrtie-ulei se poate admite, la funcționarea de durată :

$$U_{2max} \leq 1{,}33\sqrt{2}\,U_{2n}. \tag{30}$$

Această valoare poate fi considerată ca limită superioară pentru funcționarea în regim de *STC* a transformatoarelor cu excepția funcționării în cascadă, cînd datorită neuniformității repartiției de tensiune pe elementele cascadei este recomandabil să nu se depășească $\sqrt{2}U_{2n}$.

Elementele schemei echivalente a transformatorului de încercare. Se obțin pe baza rezultatelor măsurării pierderilor în gol și scurtcircuit la 50 Hz cu relațiile cunoscute :

$$\underline{Z}_{sc} = R_{sc} + jX_{sc} = \left[\frac{P_{sc}}{S_n} + j\sqrt{u_{sc}^2 - \left(\frac{P_{sc}}{S_n}\right)^2}\right]\frac{U_{1n}^2}{S_n}, \tag{31}$$

$$\underline{Y}_0 = G_0 - jB_0 = \left[\frac{P_0}{S_n} - j\sqrt{i_0^2 - \left(\frac{P_0}{S_n}\right)^2}\right]\frac{S_n}{U_{1n}^2}, \tag{32}$$

unde : S_n și U_{1n} sînt puterea, respectiv tensiunea nominală, a transformatorului, P_{sc} și P_0 pierderile în scurtcircuit, respectiv la mers în gol, iar u_{sc} și i_0 tensiunea de scurtcircuit, respectiv curentul de mers în gol, în unități relative.

Capacitățile concentrate C_p și C_s' echivalente celor distribuite se determină pe baza măsurării capacității statice a înfășurării respective [14].

Alegerea capacității C_1. Pentru a obține o tensiune secundară cît mai mare, trebuie ca η_c, dat de relația (10), să fie cît mai aproape de unitate, deci :

$$C_1 \gg n^2 C_2. \tag{33}$$

Condiția este greu de îndeplinit, mai ales în cazul rapoartelor de transformare mari, care de fapt sînt caracteristice transformatoarelor de încercare. De exemplu, pentru un transformator cu raportul $n = 200/0{,}5$ kV, pentru o capacitate proprie C_s de 350 pF, capacitatea reflectată pe partea de joasă tensiune este de 56 μF.

Punînd condiția ca $\eta_c \geq 0{,}85$, la funcționarea în gol a instalației, obținem :

$$C_1 \geq 5{,}7\ n^2\, C_s. \tag{33'}$$

4. Rezultate experimentale

Teoria expusă mai sus s-a verificat în laboratorul de înaltă tensiune, pe un transformator de încercare de 200 kV 100 kVA, cu tensiunea primară de 500 V și cu următorii parametri raportați la primar ai schemei echivalente din figura 4a :

$$r_p + r_s' = 0{,}04 \text{ ohm}; \quad L_s = 0{,}5 \text{ mH};$$

$$L_m = 0{,}215 \text{ H}; \quad K = 1{,}2,$$

$$R_m = 220 \text{ ohm}; \quad C_s' = 56\ \mu\text{F}; \quad f_p = 960 \text{ Hz}.$$

S-a lucrat cu o capacitate de șoc $C_1 = 400$ μF, iar măsurarea tensiunii secundare s-a făcut cu un divizor capacitiv avînd capacitatea de $C_d = 60$ pF.

În figurile 7a, b, c se dau oscilogramele tensiunii secundare pentru trei tensiuni de excitație : $U_0 = 200$, 300 și 500 V la funcționarea în gol cu $R_s = 0$, $R_p = \infty$, iar în tabelul 1 principalii parametri ai *STC* astfel produse, cu notațiile de la punctul 2.

Se constată că, tensiunea secundară este cu 40—50% mai mare decît tensiunea dată de raportul de transformare și că raportul amplitudinilor oscilațiilor succesive este mai mare decît 0,8. Amortizarea introdusă de rezistența de pierderi în fier R_m, chiar dacă valoarea sa în regim tranzitoriu este mai mică decît cea măsura-

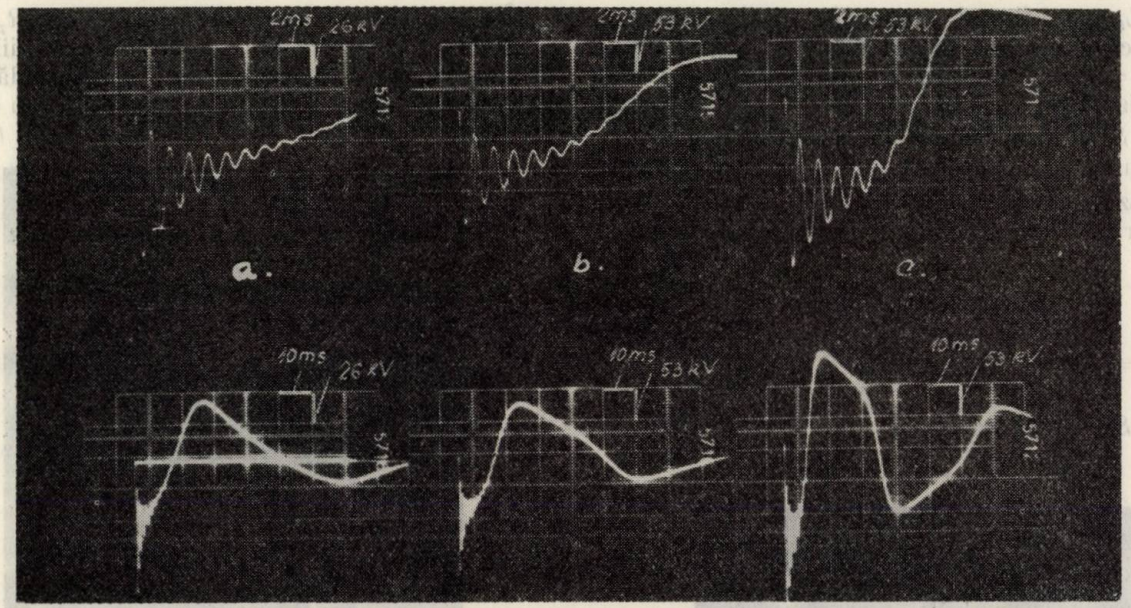


Fig. 7. Oscilograme ale *STC* în secundarul transformatorului de 0,5/200 kV, 100 kVA la mers în gol (C_1=400 μF; C_d=60 pF; $R_s = 0$; $L_a = 0$; $R_p = \infty$). a) $U_0 = 200$ V; b) $U_0 = 300$ V; c) $U_0 = 500$ V.

Tabelul 1

Parametrii STC produse în transformatorul de încercare de 200/0,5 kV 100 kVA, la funcționarea în gol $C_1 = 400$ μF; $C_d = 60$ pF; $\eta_c = 0{,}86$ $R_s = 0$; $R_p = \infty$

Figura	U_0, V	nU_0, kV	U_2, kV	$\eta_c\eta_d$	A_1/A_2	f, Hz	t_c, μs	t_0, ms	U_{inv}, kV	$\frac{U_{inv}}{\eta_c n U_0}$
7a	200	80	114	1,43	0,82	830	400	13,4	47	0,79
7b	300	120	185	1,52	0,84	830	400	10,0	85	0,82
7c	500	200	280	1,4	0,82	830	400	7,6	148	0,86

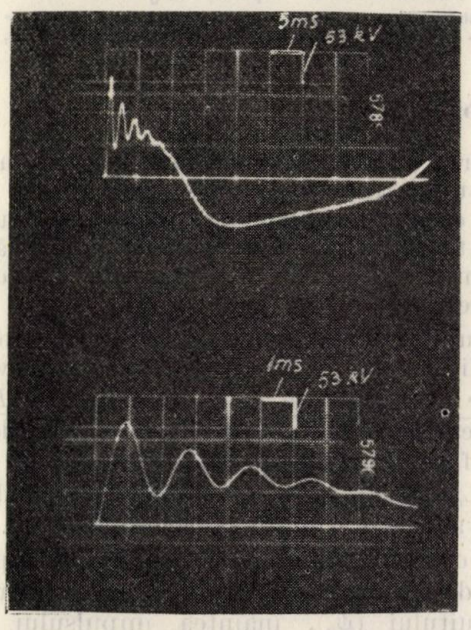


Fig. 8. Oscilograme *STC* în secundarul transformatorului de 0,5/200 kV, pentru sarcina C_{ob} = 2000 pF (U_0 = 500V; U_{0max} =170 kV; f = 525 Hz; $A_1/A_2 = 0{,}72$; t_0 = 12 ms).

tă la 50 Hz, nu se face simțită, ceea ce justifică neglijarea sa în schema echivalentă din figura 5a.

Frecvența oscilațiilor de înaltă frecvență f la mers în gol este de circa 3 ori mai mare decît frecvența maximă propusă în [11]. Prin mărirea capacității de sarcină, frecvența și tensiunea scad corespunzător (fig. 8), iar t_0 crește la 12 ms, față de 7,6 ms la mers în gol. Reglarea exactă a frecvenței f la aceeași valoare, pentru diferite sarcini, se realizează cu ajutorul inductanței serie auxiliare L_a (fig. 2).

Se observă că, la creșterea tensiunii de excitație, t_0 scade, ca urmare a saturației. În cazul de față saturația apare la mers în gol chiar de la tensiunea $U_0 = 300$ V (fig. 7b), ceea ce la prima vedere poate părea curios întrucît transformatorul lucrează la 50 Hz, cu tensiunea nominală de 500 V_{ef}, fără saturație.

Pentru a explica acest fenomen se oscilografiază impulsul de excitație din primar, pentru U_0 dat și se compară raportul :

$$S = \psi : /\psi_{1n},$$

unde : ψ_i este fluxul magnetic total, care ia naștere ca urmare a impulsului (aria impulsului dacă $\psi_0 = 0$), cu factorul de saturație K definit în relația (29).

Dacă $S \geq K$ înseamnă că, circuitul magnetic este saturat la tensiunea de excitație respectivă.

În cazul concret amintit, oscilograma tensiunii primare pentru $U_0 = 300$ V (fig. 9) dă :

$$\psi_i = 2{,}72 \ V_s,$$

iar: $\psi_{1n} = \sqrt{2}\, U_{1n}/\Omega_{50} = 2{,}25 \ V_s,$

adică : $S = 1{,}21 \approx K,$

ceea ce justifică apariția saturației.

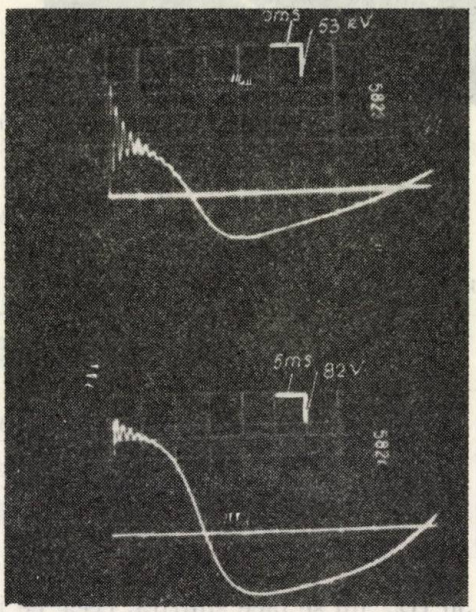


Fig. 9. Oscilograma STC în secundar (sus) și în primar (jos) la același transformator, pentru $U_0 = 300$ V.

Pentru a se putea prelungi t_0 trebuie evitată saturația circuitului magnetic, ceea ce se obține conform relației (29), prin demagnetizare cu impulsuri în pauza dintre impulsurile utile, demagnetizare prin curentul de încărcare a capacității C_1 (fig. 2) sau prin demagnetizare în curent continuu.

De observat că, la descărcarea oscilantă a capacității C_1 printr-un comutator ideal (fig. 2), la sfîrșitul impulsului util, circuitul magnetic se găsește în stare complet demagnetizată ($\psi_0 = 0$). Deci, aplicarea unui impuls de tensiune similar, dar de polaritate opusă, nu modifică starea magnetică a circuitului.

Soluția o reprezintă folosirea unui impuls de polaritate opusă puternic amortizat (cu o singură trecere prin zero), în urma căruia se poate obține o valoare $\psi_0 \neq 0$.

În acest scop se introduc rezistențele R_p și R_s, a căror valoare se determină din relațiile (2), respectiv (17), astfel încît să corespundă unui regim aperiodic. Rezultatul prezentat în figura 10 indică o creștere cu 57% a timpului t_0.

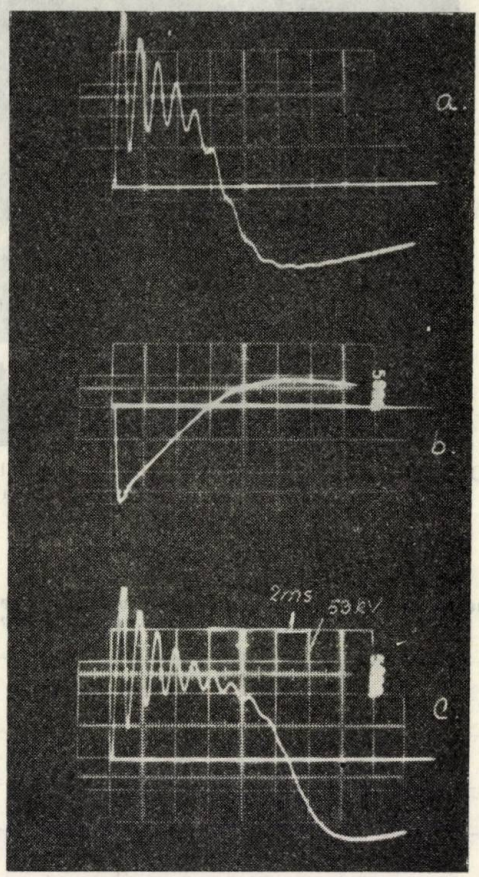


Fig. 10. Demagnetizarea circuitului magnetic al aceluiași transformator cu impulsuri ($U_0 = 500$ V):
a) $U_2(t)$ înainte de demagnetizare; b) impuls de demagnetizare ($R_s = 4$ ohm; $R_p = 16$ ohm); c) $U_2(t)$ după demagnetizare (primul impuls).

5. Concluzii

1. Prin descărcarea unui condensator în primarul unui transformator se pot obține STC de tip oscilant amortizat, a căror amplitudine este dată de relația (11); în cazul amortizărilor mici amplitudinea este mai mare decît valoarea dată de raportul de transformare.

2. Cu un transformator dat nu se pot produce oscilații cu frecvență mai mare decît frecvența proprie de rezonanță a circuitului serie $L_s\, C'_s$. Reglarea frecvenței și amortizării oscilațiilor se poate face prin intermediul elementelor serie R_s și L_a, constatîndu-se o bună corespondență între valorile calculate și cele măsurate.

3. Momentul apariției saturației nu depinde numai de tensiunea U_0, ci și de starea magnetică a circuitului (ψ_0), înaintea impulsului util.

4. Pentru mărirea duratei t_0 se propune demagnetizarea în pauza dintre impulsurile utile,

printr-un impuls puternic amortizat (cu o singură trecere prin zero), de polaritate opusă.

5. Domeniul de utilizare a instalaţiei descrise îl formează încercarea izolaţiei interne şi externe a echipamentului electric de înaltă tensiune, a cărui schemă echivalentă se poate reprezenta ca o capacitate pură.

Bibliografie

[1] Marinescu, A., Cîrstea, D. Noul laborator de înaltă tensiune al uzinelor Electroputere" Craiova. In: Electrotehnica **21**, nr. 6, iun. 1973, pag. 229 — 241.

[2] CEI 71, ed. V, 1972. Coordination de l'isolement.

[3] Mosch, W. Die Nachbildung von Schaltüberspannungen in Höchstspannungsnetzen durch Prüfanlagen. In: Wiss. Zeitschrift der TU Dresden **18**, nr. 2, 1969, p. 2—6.

[4] Kind, D., Salge, J. Über die Erzeugung von Schaltspannungen mit Hochspannungs — Prüftransformatoren. In: ETZ—A **86**, nr. 20, 1965, pag. 648—651.

[5] Bellaschi, P.L., Rademacher, L.B. Dielectric strength of station and line insulation to switching surges. In: Trans. ALEE, vol. **65**, 1946, pag. 1047—1051.

[6] Saveliev, V.P., Ivanova, T.K. Issledovanie probivnîh napriajenii ventillnîh razrianikov pri kommutaţionîh perenaprijeniah. In: Elektricestvo, nr. 6, 1967, p. 26 — 32.

[7] Kucera, J., Vokalek, J. Electrical Strength of interphase external insulation with switching surges. In: El. Obzor, nr. 7, 1972, p. 337—341.

[8] Aleksandrov, G.N., Ivanov, V.L. Kisevetter, V.E. Elektriceskaia procinosti narujnoi visokovoltnoi izoliaţii. Moskva, Energhia, 1969, 238 pag.

[9] Ivanov, V.L. Ispitatelnaia ustanovka dlia issledovania harakteristik izoliaţii pri vozdeistvii vnutrennîh perenanpriajenii. In: Energhetika, nr. 6, 1965, p. 12—18.

[10] Marinescu, A. Producerea STC prin inducţie electromagnetică în transformatorul de încercat. In: Comunicări tehnice Electroputere nr. 5, 1970, p. 209—237.

[11] Mosch, W., Lemke, E., Issel, G. Prüfung mit Schaltspannungen. In: Elektrie **24**, nr. 6, 1970, p. 208—209.

[12] TuR Dresden, RDG Prospect 800/3f, Instalation d'Essais à Haute Tension.

[13] Boeck, W., Kind, D., Schneider, K.H. Hochspannungsprüfungen von SF_6—Anlagen vor Ort. In: ETZ — A, vol. **94**, nr. 7, 1973, p. 406—412.

[14] Marinescu, A., Salapa, V. Schema echivalentă a transformatoarelor în domeniul de frecvenţă a supratensiunilor de comutaţie. In: Comunicări tehnice, Electroputere, nr. 6, 1974, p. 283—303.

[15] Costina, D., Marinescu, A. Dispozitive de sincronizare pentru instalaţii de impuls de tensiune. Calcul şi construcţie. In: Electrotehnica **13**, nr. 4, 1965, p. 139—150.

[16] Honey, Keil, Preston, Iakov. Essais de surtensions de manoeuvre sur echantillons de conducteurs et enroulements de transformateurs. CIGRÉ, Rap. 116, 1966.

Intrat în redacţie la 18. I. 1975

LINII ŞI STAŢII ELECTRICE
ÎNCERCĂRI DE CONTAMINARE
IZOLATOARE
LANŢURI DE IZOLATOARE
CEAŢĂ SALINĂ

Încercări la contaminarea cu ceaţă salină a izolatoarelor destinate liniilor şi staţiilor cu tensiuni mai mari de 1000 V

ADRIAN SAVU, FRANCISC DEAK, MIHAIL TENDLER, TRAIAN COSTIN* — TURDA

CZ 621.315.626.

Dezvoltarea industrială a ţării noastre a dus la apariţia unor condiţii deosebite în exploatarea instalaţiilor energetice, a liniilor electrice aeriene (L.E.A.) şi staţiilor de înaltă tensiune. În zonele cu aglomerări industriale, datorită gradului mare de contaminare a atmosferei, se impune o coordonare a izolaţiei staţiilor şi L.E.A. mult mai pretenţioasă, în comparaţie cu zonele nepoluate. La coordonarea izolaţiei trebuie să se ţină seamă de natura agentului de contaminare, intensitatea contaminării, factorii climatici care caracterizează zona în care urmează să fie amplasată staţia, L.E.A. sau în care acestea se găsesc deja amplasate. Ţinîndu-se seama de aceşti factori se alege tipul de izolator corespunzător zonei în care se găseşte staţia sau L.E.A.

Pe această temă, în multe ţări, s-au întreprins şi sînt în curs de experimentare metode de cercetare a izolatoarelor în condiţii de contaminare. La noi în ţară, I.C.P.E. din Bucureşti a fost deschizătorul de drum în acest domeniu. În colaborare cu I.R.M.E. — Bucureşti s-au efectuat experimentări la ceaţă salină şi încercări la contaminare combinată.

La întreprinderea „Electroceramica" — Turda s-a început amenajarea sectorului de încercări la contaminare cu ceaţă salină şi strat granular, în cadrul Laboratorului uzinal de cercetări (L.U.C.), din anul 1972.

* Ing. *Adrian Savu* este şeful L.U.C. al întreprinderii „Electroceramica" — Turda, ing. *Francisc Deak* este responsabilul sectorului T.T.I. al aceluiaşi laborator, ing. *Mihail Tendler* este cercetător ştiinţific la ICEMENERG, iar *Traian Costin* este inginer la I.C.H. — Rîmnicu Vîlcea.

1. Metode de încercare utilizate

Metoda ceții saline. La aplicarea acestui procedeu s-a respectat întru totul tehnica încercării, recomandată de CEI [1]. Ca primă etapă s-a determinat numai clasa de salinitate, de ținere, la tensiunea maximă pe fază, urmînd ca în etapa a doua să se determine caracteristica de ținere a izolatorului sau combinației.

Metoda de încercare cu strat granular este cea descrisă în documentele CEI [1]. În prezent, în cadrul Laboratorului uzinal de cercetări se fac probe de reglaje și măsurători pe instalații proiectate și executate în atelierul de S.D.V. al L.U.C.

2. Prezentarea instalației de încercare la ceață salină

Dispunerea elementelor instalației de încercare la contaminare cu ceață salină în spațiile adecvate este redată în figura 1.

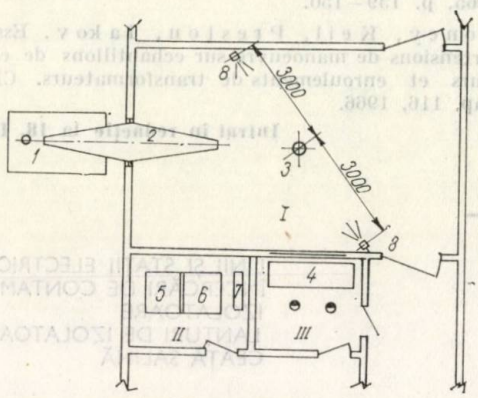


Fig. 1. Amplasarea instalației de încercare la contaminare cu ceață salină :

I — camera de probe ; *II* — camera de instalații hidrotehnice ; *III* — camera de comandă ; *1* — transformator de 1/150 kV, 600 kVA ; *2* — izolator de trecere 400 kV ; *3* — obiectul de încercat ; *4* — post de comandă, măsură și înregistrare ; *5* — rezervor de formare, soluție tampon ; *6* — rezervor de amestec soluție de lucru ; *7* — pompă anticorosivă Q_4H_{11} — GRAFAL ; *8* — stelaj cu duze.

Camera de probe, cu dimensiunile de 8,5 m × × 5,25 m ; h = 5,5 m, în execuție anticorozivă, dispune de o instalație de absorbție a ceții și de canalizare adecvată, permițînd încercarea izolatoarelor de 110 kV, parțial și a celor de 220 kV, cu respectarea tuturor recomandărilor CEI [1].

Instalația tehnologică de preparare a ceții saline a fost realizată de I.C.P.E. în 1970 [2]. Cu ea se pot încerca izolatoare pînă la 110 kV. Transformatorul de încercări de 150 kV/600 kVA, cu tensiunea de scurtcircuit u_x = 3,92 %, are un curent de scurtcircuit, pe partea de înaltă tensiune, de 18 A, fiind utilizabil la probe de determinare a salinității de ținere. Pentru ridicarea caracteristicii de conturnare, mai ales în cazul unor lanțuri de izolatoare anticontaminare, este nevoie de o rezervă mai mare de tensiune. În asemenea cazuri, se recurge la montajul în paralel a două trnsformatoare de încercări, rezultînd 400 kV/600 kVA cu u_x = = 3,7 %.

Izolatorul de trecere este mult supradimensionat (linie de fugă 5,56 m) pentru a putea funcționa ireproșabil în condiții extreme de poluare.

Instalația electrică realizată este redată în figura 2. Ea are o protecție maximală de curent

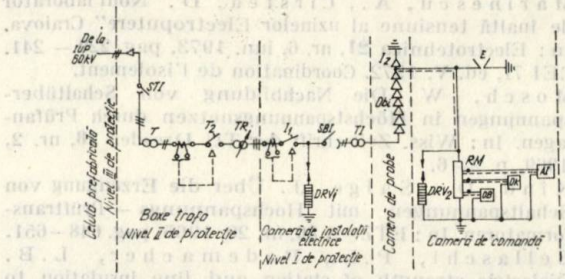


Fig. 2. Schema electrică de principiu a instalației de contaminare cu ceață salină :

STI — separator tripolar de interior 6 kV/630 A ; *T* — trafo T.T.U. 1 600 kVA, 6/0,4 kV, u_x = 5,53% ; I_2 = întreruptor automat în aer tip EMF 2 000 A, 500 V, EAW ; *TR* — trafo reglare THOMAREGLER 750 kVA, 380/ 0—1 000 V, FISHER ; I_1 — întreruptor automat în aer tip J2SW, 800 A, 1 kV, TELEMECANIQUE ; *SBI* — separator bipolar de interior 1 kV, 900 A, SIEMENS ; *TI* — trafo de încercare 1/150 kV, 600 kVA, u_x = 3,92 %, IRE-Sibiu ; Obi-obiectul de încercat ; I_2 — element de izolare, izolator tip ITfs 60/6 ECT ; *E* — eclator cu coarne 1 kV, ECT ; DRV_1 — descărcător cu rezistență variabilă tip H 484—1, U_n = 1 kV, *I* = 500 A, SIEMENS ; DRV_2 — descărcător cu rezistență variabilă tip H 400, U_n = 250 V, *I* = 5 kA, SIEMENS *RM* — rezistență de măsură, execuție antiinductivă ; 200 Ω, ECT ; *OB* — oscilograf cu bucle OSCILLOPORT, SIEMENS ; *OK* — osciloscop H04 — 002, ORION ; *AI* — analizor de impulsuri AI—4—1, I.C.P.E. — București.

selectivă, realizată pe trei nivele succesive. Este nevoie de un astfel de sistem redundant, întrucît instalația funcționează cu decuplare rapidă la scurtcircuite frecvente, iar nefuncționarea unei singure protecții ar duce la avarii grele.

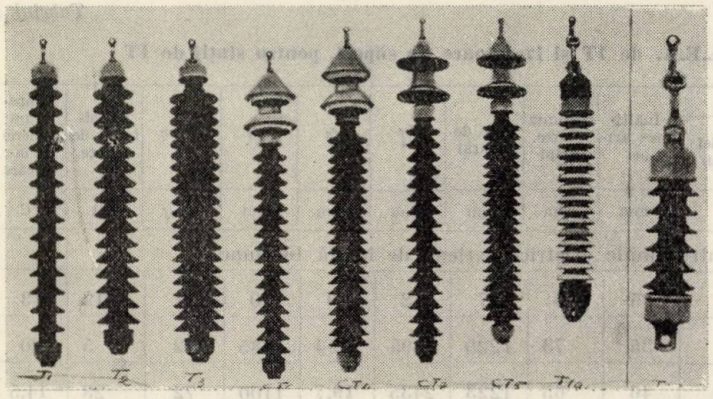
Instalația de măsură și înregistrare permite controlul evoluției curentului de fugă în timpul încercării.

În cele ce urmează se vor comenta rezultatele experimentale, obținute la încercarea izolatoarelor de înaltă și medie tensiune, prezentate în figura 3 a, b, c și d.

3. Încercări pe izolatoare tip suspensie, combinații pentru L.E.A. de I.T. și izolatoare tip suport pentru stații de I.T.

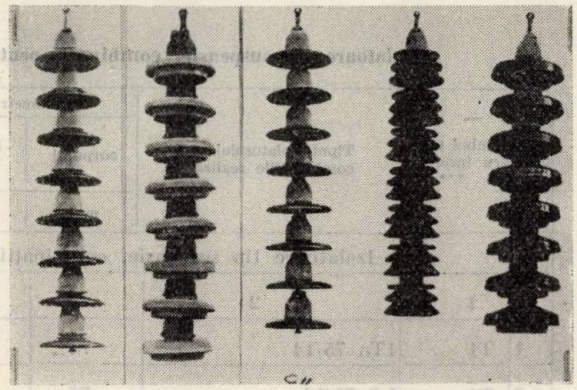
S-au executat încercări pe trei feluri de izolatoare tip tijă (T1—T3), patru tipuri de combinații formate din izolatoare, tip capă tijă și tijă (CT4—CT7), 8 tipuri de lanțuri de izolatoare, tip capă tijă (C8—C15) și 2 tipuri de izolatoare suport tip coloană (S16—S17), tabelul 2.

3.1. Încercări pe izolatoare tip tijă. Pentru încercări s-au ales un izolator T1, ce urmează a se asimila la E.C.T. și două tipuri T2 și T3 care sînt montate pe L.E.A. și în stațiile de I.T. Cum era și de așteptat, izolatorul T1 a avut o comportare mult mai slabă ca T2, res-



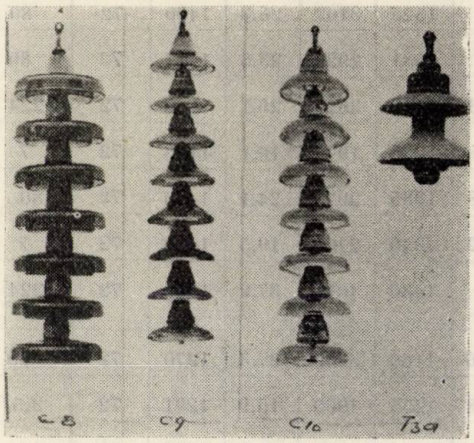
T_1	T_2	T_3	CT_6	CT_4	CT_7	CT_5	T_{1a}	T_{2a}
ITn 75/14	LS 75/16	LS 75/21	2CT − 8A + LS 75/16	2CT − 8A + LS 75/21	2CT − 8 + LS 75/16	2CT − 8 + LS 75/21	ITn 85/16	ITfs 60/6
ECT	R.D.G.	R.D.G.	–	–	–	–	ECT-exp	ECT

a)



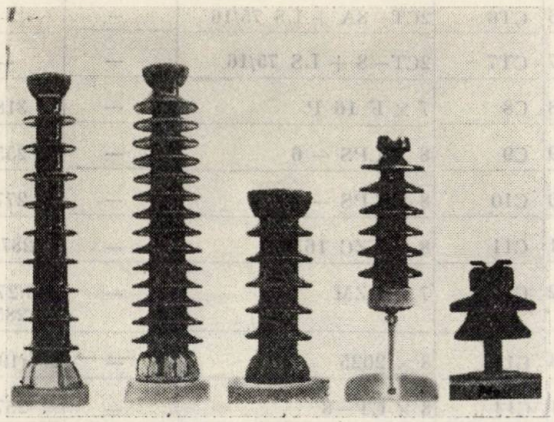
C_{14}	C_{14}	C_{11} (8 VTT)	C_{12}	C_{13}
8× CT− 8	8×CT−8A	8×VZC16/10)	7 VZM	8×2 025
(ECT)	(ECT−exp)	(RSC)	(RSC)	(RSC)

b)



C_8	C_9	C_{10}	T_{3a}
8×F16P	8×LPS 6	7×LPS 16	VK 80/2
FRANȚA	U.R.S.S.	U.R.S.S.	GERMANIA

c)



S_{16}	S_{17}	S_8	S_7	S_9
110−C8− 450/9	110−C8 − 550/14	35 − C8 200/5	ISNs 20/6 pb	25−PB − 175/2
ECT	ECT	ECT	ECT-exp	ECT

d)

Fig. 3. a,b,c,d. Încercarea izolatoarelor de înaltă și medie tensiune.

pectiv T3, iar între izolatoarele T2 și T3 nu există nici o diferență, salinitatea de ținere fiind aceeași, deși din punct de vedere geometric au diferite liniile de fugă (L_f) și liniile de conturnare în aer (L_{ca}).

3.2. Încercări pe combinații de izolatoare tip capă-tijă și tijă. Cele patru tipuri de combinații cuprind izolatoare de tip CT—8A, proiectate în colaborare cu I.C.P.E. — București și executate de ECT [2], izolatorul tip CT—8 din fabricația de serie a E.C.T. și două tipuri de izolatoare tijă T2 și T3. Analiza rezultatelor arată o comportare foarte bună a combinațiilor CT4 și CT5 și o comportare mai slabă a combinațiilor CT6 și CT7. Aceste diferențieri se datoresc, îndeosebi, configurației ansamblelor și mai puțin lungimii liniilor de fugă.

3.3. Încercări pe lanțuri de izolatoare tip capă-tijă. La alegerea tipurilor de izolatoare pentru încercare s-au avut în vedere izolatoarele care sînt deja de mult timp montate în linii (izolatoarele C11, C12, C13, C14), cele care s-au montat de numai cîțiva ani (izolatoarele C8, C9, C10) și izolatorul C15, menționat la punctul *3.2.* Ordinea de clasificare, funcție de salinitatea de ținere, este: C8 și C12, cu o comportare foarte bună; C10 și C13, cu o comportare bună; C15 cu o comportare suficientă și C9; C11 și C14 cu o comportare nesatisfăcătoare pentru zone poluate. Luînd în considerație aceleași mărimi ca și la punctele *3.1.* și *3.2*, rezultatele sînt funcție de forma și configurația izolatorului, mai puțin funcție de linia de fugă.

3.4. Încercări pe izolatoare suport tip coloană. Întrucît aparatajul de I.T., destinat stațiilor de 110 kV, este echipat cu izolatoare tip coloană S16, S17 probele au fost făcute pe aceste tipuri de izolatoare fabricate curent la E.C.T. Ca rezultat al probelor se constată că

Tabelul 1

Izolatoare tip suspensie, combinații pentru L.E.A. de IT și izolatoare tip suport, pentru stații de IT

Nr. crt.	Simbol pentru încercări ***	Tipul izolatorului sau combinațiile realizate	Diametrul		Înălțimea aripei	Distanța dintre aripi	Cotă de montaj	L_f *	L_{fs} *	L_{ca} *	U_{inc} *	Salinitatea de ținere	Temperatura camerei de încercare
			corpului	pălăriei (aripei)									
			mm	mm	mm	mm	mm	mm	mm	mm	kV_{ef}	g/l	°C
	Izolatoare tip suspensie, combinații pentru liniile electrice aeriene de înaltă tensiune												
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
1	T1	1Tn 75/14	74	146	35	73	1225	1895	154	1085	72	5	20
2	T2	LS 75/16	76	169	46	65	1223	2435	19,7	1100	72	28	14,5
3	T3	LS 75/21	75	195	60	49	1235	3247	26,4	1135	72	28	15
4	CT4	2CT—8A+LS 75/21	—	—	—	—	1542	3921	31,9	1465	72	224	15
5	CT5	2CT—8 + LS 75/21	—	—	—	—	1555	3737	30,3	1460	72	224	15
6	CT6	2CT—8A + LS 75/16	—	—	—	—	1525	3109	25,3	1420	72	80	15,5
7	CT7	2CT—8 + LS 75/16	—	—	—	—	1531	2925	23,8	1412	72	80	16,5
8	C8	7 × F 16 P	—	318	—	153	1117	3577	29,1	1290	72	224	16
9	C9	8 × LPS — 6	—	255	—	128	1088	1976	16,1	1165	72	7	14,5
10	C10	8 × LPS — 16	—	277	—	178	1385	2976	24,1	1490	72	80	16
11	C11	8 × VZC 16/10	—	287,5	—	172	1340	2400	19,5	1442	72	7	17
12	C12	7 × VZM	—	246/274 285	—	**	1430	4011	37,2	1552	72	224	17
13	C13	8 × 2025	—	286(193)	—	126	1160	3360	27,3	1270	72	80	17
14	C14	8 × CT—8	—	257	—	148	1255	1960	15,9	1291	72	3,5	15
15	C15	8 × CT—8A	—	274	—	151	1175	2696	21,9	1280	72	14	15
	Izolatoare tip suport pentru stații de înaltă tensiune												
16	S16	110—C8—450/9	100/160	218/224	59/42	110	1200	1700	13,8	1060	72	3,5	14,5
17	S17	110—C8—550/14	99/152	249/173	75/60	70	1215	2507	20,4	1095	72	40	16

* L_f — linia de fugă;
L_{fs} — linia de fugă specifică;
L_{ca} — linia de conturnare în aer;
U_{inc} — tensiunea maximă de fază.

** — distanța dintre aripi 63/69;
— distanța dintre aripile corespunzătoare a două izolatoare 188/790/190;
— distanța dintre aripa „mare" a unui izolator și aripa „mică" a celuilalt 60.

*** T1 — izolator tip tijă; 1 — nr. de ordine;
CT — combinație izolator capă tijă cu izolator tijă;
S — izolator tip suport aparat.

izolatorul S16 se comportă foarte slab, în timp ce izolatorul S17 prezintă un comportament bun. Diferența mare dintre valorile salinității de ținere se datorește influenței configurației diferite a izolatoarelor, liniei de fugă mărite și a formei diferite a corpului izolatorului [3].

4. Încercări pe izolatoare tip suspensie, tip suport pentru L.E.A. de medie tensiune și tip suport pentru aparataj de medie tensiune

Pînă în prezent, în țară nu au fost efectuate studii la contaminare, pe izolatoare destinate instalațiilor de medie tensiune. Dată fiind ponderea foarte mare atît ca densitate, cît și ca lungime de linii și a numărului mare de incidente pe liniile de medie tensiune, s-a trecut la executarea unui program de încercări la contaminare a izolatoarelor destinate tensiunilor medii. Importanța acestor încercări este semnalată și de alți autori [4]. S-au studiat izolatoare din fabricația curentă utilizate în L.E.A., în stații și în construcția aparatelor de comutație, și noile tipuri de izolatoare (tabelul 2). Izolatoarele S4, S5, S6, S10, S11, S12 din tabelul 2, fiind tipuri experimentale, în curs de definitivare, nu au fost prezentate în figura 3.

Funcție de tip, izolatoarele au fost împărțite în cele trei categorii ce se analizează în continuare.

Tabelul 2

Izolatoare tip suspensie, tip suport pentru L.E.A. de medie tensiune şi tip suport pentru aparataj de medie tensiune

Nr. crt.	Simbol pentru încercări	Tipul izolatorului	Diametrul corpului mm	Diametrul aripilor mm	Înălţimea aripei mm	Distanţa dintre aripi mm	Cota de montaj mm	L_f* mm	L_{fs}* mm	L_{ca}* mm	U_{inc}* kV_{ef}	Salinitatea de ţinere g/l	Temperatura camerei de încercare °C
		Izolare tip suspensie pentru L.E.A. de medie tensiune											
1	T1a	ITn 85/16	89	159	35	46	1040	1700	28,4	812	35	224	15
2	T2a	ITfs 60/6	63	120	28	44	475	650	27,1	285	14	56	15,5
3	T3a	VK 80/2	87	262	87	144	280	490	20,4	300	14	56	16
		Izolatoare tip suport pentru L.E.A. de medie tensiune											
4	S4**	IS—Ns—20/4pb	75/99	152	38/26	48	305	382	15,9	236	14	5	15,5
5	S5**	IS—Ns—20/4pa	75/99	152	38/26	49	311	385	16,05	240	14	5	15
6	S6**	IS—Ns—20/6pb	59/102	192	66/44	62	502	974	40,5 25,6	455	14 23	224 28	15
7	S7	IS—Ns—20/6pb	61/104	195	67/45	64	485	950	39,6 25,0	461	14 23	224 28	15,5
		Izolatoare tip suport pentru aparataj de medie tensiune											
8	S8	35—C8—200/5	110	187	38	91	520	722	19,1	414	23	14	15
9	S9	25—PB—175/2	103	260/229	78/63	92	335	528	21,1	316	25[1]	40	16
10	S10**	20—PB—125/4C	84/103	195/197	55/47	62	372	411	17,3	227	14	56	15
11	S11**	20—PB—125/4pb	87/98	152	32/27	49	299	372	15,5	227	14	7	16
12	S12**	20—PB—125/4pa	57/97	152	38/27	48	345	371	15,4	224	14	7	15

* Vezi semnificaţiile de la tabelul 1.
** Tipuri experimentale în curs de definitivare.
[1] Tensiunea liniei de contact (C. F. R).

4.1. Încercări pe izolatoare tip suspensie pentru L.E.A. de medie tensiune. În această serie s-au experimentat tipurile T1 (tip nou), T2 din fabricaţia curentă şi T3 din import. Rezultatele sînt bune, confirmînd condiţiile impuse la proiectare.

4.2. Încercări pe izolatoare tip suport pentru L.E.A. de medie tensiune. Toate izolatoarele S4 — S7 încercate sînt de tip nou, atît ca formă geometrică şi profil, cît şi ca dimensiuni. Scopul acestor încercări a fost găsirea unui tip de izolator care, pentru nivelul de 20 kV, să corespundă unei salinităţi specifice cît mai mari. Tipurile S6 şi S7 au fost încercate atît pentru tensiunea de 20 kV, comportarea fiind foarte bună, cît şi pentru tensiunea de 35 kV, nivel la care prezintă o comportare satisfăcătoare.

4.3. Încercări pe izolatoare tip suport pentru aparataj de medie tensiune. Această grupă de izolatoare cuprinde tipurile S8 — S12, din care S8 şi S9 există în exploatare, iar S10 — S12 sînt izolatoare de tip nou. Analiza rezultatelor dă o comportare bună a tipurilor S8 şi S9, o comportare foarte bună a tipului S10 şi o comportare satisfăcătoare a tipurilor S11 şi S12. Comportarea mai bună a tipului S10 este datorită unui raport mai mare dintre diametrul aripii şi diametrul corpului şi unui raport mai mare între înălţimea aripii şi distanţa între aripi.

5. Salinitatea de ţinere comparată cu lungimea liniei de fugă

Dependenţa salinităţii de ţinere, de lungimea liniei de fugă se vede în figura 4 pentru izolatoarele de înaltă tensiune şi în figura 5 pentru cele de medie tensiune. Din aceste figuri rezultă că, valoarea salinităţii de ţinere creşte cu lungimea liniei de fugă, cu observaţia că, în afară de aceasta mai sînt şi alte elemente care contribuie la obţinerea unor valori ridicate a salinităţii de ţinere. Acestea sînt: profilul aripii sau pălăriei, raportul dintre diametrul aripii izolatorului şi diametrul corpului său, raportul dintre înălţimea aripii şi distanţa între aripi.

De exemplu, dacă se compară, în figura 4, rezultatele obținute pentru izolatoarele T2 și T3 corelat cu datele constructive din tabelul 1 se constată că deși T2 are lungimea liniei de fugă cu 32 % mai mare ca cea a izolatorului T3 are aceeași salinitate de ținere cu el, datorită unei mai judicioase alegeri a rapoartelor menționate mai sus. Aceeași constatare se face comparînd, în figura 5, izolatorul S6 cu izolatorul S10.

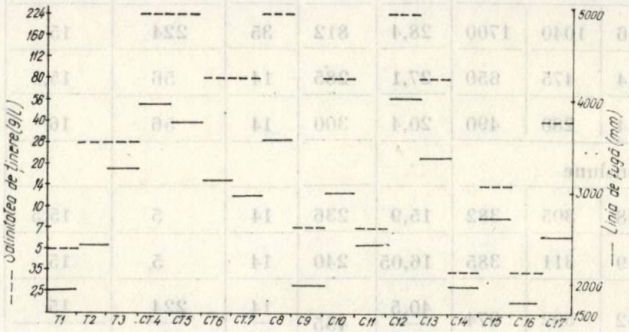


Fig. 4. Dependența salinității de ținere de lungimea liniei de fugă pentru izolatoarele de înaltă tensiune.

Concluziile la care s-a ajuns sînt confirmate și de literatura de specialitate [5, 6], în care se arată că salinitatea de ținere este cu atît mai mare cu cît fragmentarea arcului este mai mare și cu cît configurația izolatorului este mai simplă.

6. Concluzii, considerații și propuneri pe marginea încercărilor

Încercările la contaminare cu ceață salină, efectuate în L.U.C., corespund întru totul prescripțiilor din proiectul C.E.I.

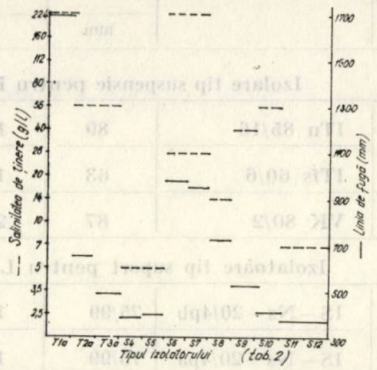


Fig. 5. Dependența salinității de ținere de lungimea liniei de fugă pentru izolatoarele de medie tensiune.

Pentru prima oară în țară s-au studiat izolatoarele de medie tensiune.

Interpretînd diagramele din figurile 4 și 5 în corelație cu datele constructive din tabelele 1 și 2 și cu configurațiile din figura 3 se constată că:

— nu există o corelație sau proporționalitate în toate cazurile între linia de fugă și salinitatea de ținere:

Tabelul 3

Domeniile de utilizare a izolatoarelor încercate

Nr. crt.	Simbol pentru încercare	Tipul izolatorului	Lung. liniei de fugă L_f mm	Salinitatea de ținere g/l	Domeniul de utilizare
1	T1	1Tn75/14	1895	5	în zone nepoluate
2	T2	LS 75/16	2435	28	în zone slab poluate
3	T3	LS 75/21	3247	28	în zone moderat poluate
4	CT7	2CT—8+LS 75/16	2925	80	în zone intens poluate electrolitic și slab poluate granular
5	CT5	2CT—8+LS 75/21	3737	224	în zone foarte intens poluate electrolitic și moderat poluate granular
6	C14	8×CT—8	1960	3,5	în zone nepoluate
7	C11	8×VZC 16/10	2400	7	în zone nepoluate
8	C9	8×LPS—6	1976	7	în zone nepoluate
9	C13	8×2025	3360	80	în zone intens poluate electrolitic și moderat poluate granular
10	C12	7×VZM	4011	224	în zone foarte intens poluate electrolitic și moderat poluate granular
11	C8	7×F 16 P	3577	224	în zone foarte intens poluate electrolitic și intens poluate granular
12	C10	8×LPS—16	2976	80	în zone intens poluate electrolitic și moderat poluate granular
13	S16	110—C8—450/9	1700	3,5	în zone nepoluate
14	S17	110—C8—550/14	2507	40	în zone moderat poluate electrolitic și granular
15	S8	35—C8—200/5	722	14	
16	T2a	ITfs 60/6	650	56	în zone intens poluate electrolitic și moderat poluate granular
17	S5	IS—Ns—20/4pa	385	5	în zone nepoluate

* Delimitarea domeniului de utilizare s-a făcut după scara de clasificare a zonelor poluate adoptată de ENEL — Italia [7].

— cu cît raportul dintre diametrul aripei și diametrul corpului este mai mare, pentru tipul S16 și S17, rezultatele sînt mai bune. Observația a fost semnalată și în [3]. Se menționează, însă, că acest raport este limitat, de la o anumită valoare el nemaiinfluențînd rezultatul. Aceeași observație este valabilă și pentru tipurile T2, T3, S10, S11 din tabelul 2.

Pe baza rezultatelor obținute pînă în prezent rezultate ce nu pot fi considerate ca definitive, se pot limita, în mod provizoriu, domeniile de utilizare pentru o parte din tipurile de izolatoare (tabelul 3).

Avînd în vedere faptul că rezultatele prezentate în lucrare nu pot fi considerate ca definitive, este necesar ca încercările să fie continuate pe o gamă mai largă de izolatoare, iar unele din ele să fie repetate pentru diferite configurații. Totodată, este necesară și confirmarea datelor obținute în laborator cu cele obținute prin experiența în exploatare [8].

Bibliografie

[1] CEI — Essais de pollution artificielle des isolateurs pour haute tension destinés aux reseaux à courant alternatif. 36(B.C), 43, feb 1971.

[2] Vascan, Th., Tendler, M. ș.a., Încercări artificiale privind comportarea izolatoarelor poluate. In: Electrotehnica **21**, nr. 2, 1973, p. 63—64.

[3] Von Scharwächter, Trier, D., Ehrang Beitrag Zur Trage der Salznebelverschmutzung sprüfung au Massivstützern. CIGRÉ, 1968. Rapp. 25—08.

[4] Weidler, G. Fremdschichtstärungen in Hochspannungs — Freiluftarlagen. In: E.T.Z. —A, **92**, nr. 4, apr 1971, p. 195—200.

[5] Kawai, M. Research and project VHV on the performance of contaminated insulators. Part I. Basic Problems. In: I.E.E.E. Transactions on P.A.S., **92**, nr. 3, 1973, p. 1102—1110.

[6] Kawai, M. Research and project V.H.V. on the performance of contaminated insulators. Part II. Application to practical design, In: I.E.E.E. Transactions on P.A.S., **92**, nr. 3, 1973, p. 1111—1120.

[7] Bianchi, V., Cattaruzza, M., Cortina, R., Martinoli, B. Ètude ENEL—ANIE de profils optimaux d'isolateurs pour sous-stations destinés à l'installation dans des sit espollués. In: R.G.E. **82**, nr. 3, mar. 1973, p. 184—188.

[8] Sforzini, M. The problem of insulator pollution in Italy. In: ETZ—A, **91**, nr. 7, 1970, p. 411—412.

Intrat în redacție la 20. XII. 1973

BALAST PENTRU LĂMPI FLUORESCENTE
DURABILITATE
ÎNCERCĂRI ACCELERATE
METODE STATISTICE

Încercări accelerate pentru stabilirea duratei medii de viață a balasturilor pentru lămpi fluorescente

CONSTANTIN IVANOVICI * — BUCUREȘTI

CZ 620.199+621.327.3:535.371

Balasturile pentru lămpi fluorescente studiate sînt produse asimilate pe bază de licență Philips (Olanda), ce se mențin la nivelul tehnicii actuale. Rolul lor funcțional este de a limita la valori impuse curentul ce alimentează un circuit cu lămpi fluorescente, fiind înseriate cu sursa de alimentare.

Comportarea balastului poate fi asimilată cu cea a unui transformator de adaptare, cît și ca dispozitiv care contribuie la furnizarea tensiunii de amorsare și a curentului de preîncălzire, evitînd amorsarea la frig, reducînd fluctuațiile de emisie luminoasă, corijînd factorul de putere și diminuînd perturbațiile radioelectrice. Au o largă gamă de utilizări (transport în comun, birouri, ateliere, iluminat public, vitrine etc.) și o durată de viață estimată la 10 ani.

* Ing. *C. Ivanovici* este cercetător la laboratorul de omologări electrocasnice al I.C.P.E — București.

Aceste performanțe se pot obține în măsura în care calitatea materiilor prime, în special a izolației electrice și a hîrtiei ce se pune între straturile bobinajului, se mențin la nivelul calitativ cerut.

De asemenea, tehnologia de fabricație fiind mai pretențioasă (o bobinare corectă în ceea ce privește numărul de spire, o umplere corectă fără goluri a spațiului de bobinare), impune respectarea ei riguroasă. Se știe că, într-un proces modern de fabricație, rigurozitatea condițiilor impuse și productivitatea ridicată duc la folosirea metodelor statistice de verificare și control atît în etapele intermediare, cît și în cele finale.

La produsele cărora li se impun și condiții privind buna funcționare în exploatare (fiabilitatea), verificarea calității pe parcursul și la

capătul procesului de fabricație nu sînt însă suficiente pentru confirmarea acestei performanțe.

Pentru obținerea confirmării experimentale a acestei condiții se folosesc două căi: cea a culegerii organizate a datelor din exploatare pentru stabilirea fiabilității operaționale, precum și cea a încercărilor pe stand (exploatare programată).

În cazul de față, pentru estimarea duratei de viață a balasturilor pentru lămpi fluorescente, prin programarea exploatării pe stand conform celor indicate în normative [1], s-a ales balastul de tip A 20 W/220 V.

Metode de încercare

Alegerea unei metode de încercare depinde de solicitările funcționării reale, precum și de gradul de cunoaștere a mecanismelor de defectare.

Îmbătrînirea termică a izolației, duce la micșorarea duratei de viață a balasturilor, estimată teoretic la 10 ani. Pentru scurtarea acestui timp de încercare se folosește durata teoretică de încercare (L) corespunzătoare unei încercări accelerate, echivalentă cu o funcționare de 10 ani la temperatura nominală maximă de funcționare t_w. Valoarea lui wt este dată de materialul din componența balastului cu cea mai mică temperatură (de exemplu la balastul de tip A 20 W/220 V, hîrtia are cea mai mică temperatură 105°C).

Durata de viață a izolației balasturilor prezintă, în general, o variație exponențială cu temperatura:

$$L = K e^{\frac{D}{T}}, \tag{1}$$

unde: K și D sînt două constante, iar T este temperatura absolută. Într-un sistem de izolație cu două temperaturi diferite, corespund două durate de viață, date de următoarele relații:

$$L = K e^{\frac{D}{T}} \ (1) \text{ și } L_o = K e^{\frac{D}{T_w}}, \tag{2}$$

unde:

$L_o = 3\,652$ zile (10 ani), iar T_w — temperatura absolută maximă de funcționare.

Împărțind cele două relații și apoi logaritmînd obținem:

$$\log L - \log L_o = \frac{D}{T} \log e - \frac{D}{T_w} \log e. \tag{3}$$

Notînd cu $P = D \log e$, relația (3) devine:

$$\log L = \log L_o + P \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_w} \right). \tag{4}$$

Pentru temperaturi de funcționare a balasturilor $t_w \leqslant 120$°C valoarea lui P este adoptată empiric la 4 500.

Într-o altă formă Montsinger a exprimat legea înjumătățirii vieții, la fiecare creștere a temperaturii, cu o treaptă ΔT_2 [2] prin formula:

$$\frac{D_2}{D_1} \cong 2^{-\frac{\Delta T}{\Delta T_2}}, \tag{5}$$

unde $\Delta T = T_2 - T_1$, iar D_2 și D_1 sînt duratele de viață corespunzătoare celor două temperaturi T_2 și T_1.

Se admite că legea înjumătățirii vieții este valabilă în ambele sensuri în jurul unei temperaturi T_0 din mijlocul gamei, adică, scade la temperaturi superioare și crește la valori mai mici. Rezultă, deci, că dacă la T_0 îmbătrînirea este de o oră, pe ora de funcționare, aceasta va fi mai mică sau mai mare la temperaturi inferioare sau superioare acestei valori, în cadrul unor limite cunoscute sau determinate experimental.

Încercările accelerate urmează, de obicei, următoarele căi:

a. Se încearcă grupe separate la diferite nivele de temperatură, pe intervale de timp suficient de lungi pentru ca majoritatea produselor să se defecteze, iar rezultatele se supun analizei prin regresie, bazată pe metoda celor mai mici pătrate, în ipoteza variației exponențiale a vieții cu temperatura, sau într-o reprezentare grafoanalitică cu extrapolarea spre temperatura nominală sau normală dintr-o anumită utilizare.

b. Se efectuează solicitări în trepte de temperatură la timpi egali, suficient de lungi pentru a se evidenția defectele semnificative cu intervale de revenire și refacere a stării izolației, cu o interpretare a rezultatelor ca mai sus. Se consideră că produsele nu au memorie.

c. Într-o altă variantă, urmărind recomandările CEI 216, se folosește o scară de timpi scurtați, tot în ipoteza variației exponențiale, cu anumite restricții de temperatură excesivă [3].

Se pot cumula efectele solicitării electrice și termice aplicînd teorema adiționării efectelor a lui Büssing [4] în calculul duratelor efectuate.

Timpii echivalenți se cumulează după relația:

$$T'_{m_2} = T_{m_1} 2^{-\frac{\Delta T}{\Delta T_2}} + T_{m_2}, \tag{6}$$

unde: T_{m_1} este timpul mediu de funcționare, rezultat din apariția a d_i defecte din n_i produse,

supuse încercării pe prima treaptă de temperatură, fără a face vreo ipoteză asupra distribuţiei [5] şi este dat de relaţia :

$$T_{m_1} = \frac{\Sigma n_i t_i}{d_i}, \qquad (7)$$

iar: T_{m_2} este timpul mediu de funcţionare, rezultat similar, la funcţionarea pe treapta a 2-a de temperatură.

Rezultate experimentale

Încercarea de durată accelerată a balasturilor este efectuată cu ajutorul standului din figura 1. Din punct de vedere electric, balasturile trebuie să funcţioneze în condiţii normale de tensiune şi frecvenţă.

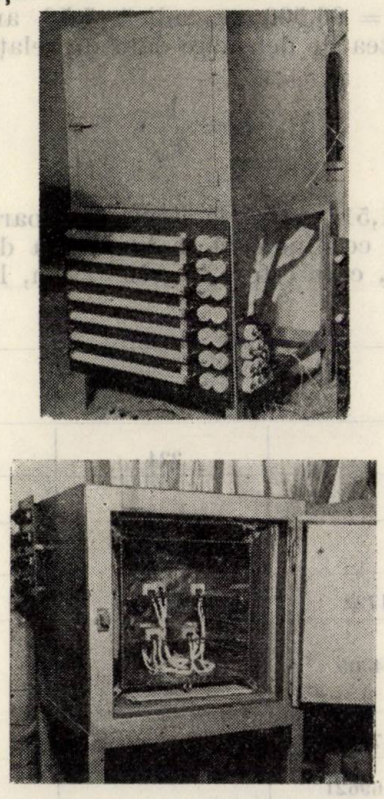


Fig. 1. Stand de încercări accelerate ale duratei balasturilor.

Lămpile şi starterele sînt montate pe cadrul etuvei, iar balasturile sînt introduse într-o etuvă a cărei temperatură este reglată cu ajutorul unui termometru cu contact.

Cele 7 balasturi ce se încearcă, la o temperatură de încercare, sînt distanţate între ele în interiorul etuvei, cu cel puţin 130 mm.

Determinarea temperaturii înfăşurării pe balast se face prin metoda variaţiei rezistenţei, dată de relaţia :

$$T_2 = \frac{R_2}{R_1}(234{,}5 + t_1) - 234{,}5, \qquad (8)$$

unde : t_1 este temperatura ambiantă la rece, T_2 temperatura la cald a înfăşurării balasturilor, iar R_1 şi R_2 rezistenţele corespunzătoare temperaturilor t_1 şi T_2. Temperatura etuvei este reglată în aşa fel încît se poate aştepta ca în timpul încercării de durată, temperatura T_2 pe balast să fie obţinută în funcţie de temperatura de funcţionare a balastului (t_w), indicată de producătorul de balasturi. Temperatura interioară a etuvei trebuie menţinută constantă cu $\pm 2°C$ pe tot timpul încercării de durată.

Lămpile ce se folosesc la încercare sînt îmbătrînite, în prealabil, timp de 100 ore.

La sfîrşitul perioadei de încercare a fiecărui balast (momentul defectării lui totale), acesta va fi deconectat, însă, lăsat în aranjamentul de încercare pînă la sfîrşitul experimentării.

Încercarea accelerată prezentată mai sus este necesară evidenţierii operative a defectelor premature sau sistematice şi aprecierii duratei de viaţă probabile, în ipoteza variaţiei exponenţiale a vieţii cu temperatura.

Pentru determinarea parametrilor de fiabilitate : intensitate de defectare (λ) şi timpul mediu de bună funcţionare (T_m), încercările se fac la 4 trepte de solicitări diferite (temperaturi), expunînd fiecărei trepte de solicitare cîte un eşantion de 7 balasturi extrase din acelaşi lot, conform teoriei de încercare.

Interpretarea rezultatelor

Durata experimentărilor ce s-au executat în cadrul ICPE a cuprins perioada iunie 1973 — februarie 1974. În tabelul 1 sînt prezentate regimurile de funcţionare, dependenţa dintre temperatura de lucru a etuvei şi temperatura pe înfăşurarea balastului, precum şi timpii de încercare pe fiecare treaptă.

Tabelul 1

Nr. crt.	T ambiant din etuvă (°C)	Temperatura pe înfăşurare (°C)	Nr. balast	Nr. defecte	Timp de încercare (ore)
1	58	135	7	—	4
2	120	197	—„—	6	3100
3	130	210	7	6	1800
4	140	224	—„—	7	770
5	150	240	—„—	—„—	400

Criteriul de defectare admis este cel din punct de vedere al defectării totale (scurtcircuitul balastului).

În tabelul 2 sînt trecuţi, în funcţie de treapta de solicitare, timpii la care au apărut defectele, timpii medii pe fiecare treaptă, precum şi

Tabelul 2

Nr. treaptă	Nr. balast / Temp. (°C) înfăș.	1	2	3	4	5	6	7	T_{mediu} (ore)	T_{mediu} (zile)	Timp pînă la pr. def. (zile)	Timp pînă la al 2 def. (zile)
		Nr. ore de funcționare pînă la defect										
1	197	—	2090	3030	900	1691	1163	3050	2502	105	43	71
2	210	1088	1088	1407	—	1560	1712	1143	1632	68,2	48,3	58,6
3	224	521	766	343	552	369	724	447	532	22,2	14,9	18,7
4	240	292	262	317	16	355	374	392	332	13,8	11	13,3

timpul pînă la primul și la cel de-al doilea defect. Aceste valori au fost supuse analizei prin regresie [6]. Logaritmînd expresia (1) obținem ecuația dreptei de regresie:

$$y = a + bx, \tag{9}$$

în care: x este inversul temperaturii absolute:

$$X = \frac{1}{T^0K},$$

$a = \log K$ — ordonata la origine în diagrama Arrhenius, iar b = panta dreptei de regresie.

Valorile obținute, în ipoteza regresiei liniare, sînt date în tabelul 3 și sînt prezentate grafic în figura 2.

La temperatura nominală 135°C rezultă:

$$y_0 = a + b x_0 = \log D_0, \tag{10}$$

deci, $D_0 = 66.500$ ore, adică 7,56 ani. Intensitatea de defectare dată de relația:

$$\lambda = \frac{1}{T_m}, \tag{11}$$

va fi de $1{,}51 \times 10^{-5}$/h și are o valoare comparabilă cu cea indicată în literatura de specialitate [7], care este $1{,}15 \cdot 10^{-5}$, 1/h, la tempe-

Tabelul 3

T ambiant etuvă (°C)		120	130		140	150
T înfășurare (°C)	135	197	210		224	240
(273 + Ti) °K	418	470	480		497	513
$\frac{1}{T^0K} = X \cdot 10^{-3}$	2,392	2,1276	2,0833		2,0120	1,9493
$\Sigma X \cdot 10^{-3}$				8,1722		
$\frac{\Sigma X}{n} = \bar{X} \cdot 10^{-3}$				2,04305		
$\Sigma X^2 \cdot 10^{-6}$				16,71472		
$(\Sigma X)^2/_n \, 10^{-6}$				16,69621		
T_m(ore)		2502	1632		532	332
$y = \log T_m$		3,399	3,266		2,726	2,521
$\Sigma y \cdot 10^{-3}$				11,912		
$\Sigma y/_n = \bar{y} \cdot 10^{-3}$				2,978		
$\Sigma Xy \cdot 10^{-6}$				24,43465		
$(\Sigma X)\bar{y} \cdot 10^{-6}$				24,3368		
$b = \frac{\Sigma Xy - (\Sigma X)\bar{y}}{\Sigma X^2 - (\Sigma X)^2/_n} \cdot 10^3$				5,285		
$a = \bar{y} - b\bar{x}$				−7,82113		

ratura nominală 105°C. Pentru o mai bună apreciere a duratei de viață rezultată prin exploatarea la temperatura nominală, s-au calculat, cu ajutorul distribuției Student [8], limitele superioare și inferioare ale lui D_o, pentru diferite nivele de încredere P^x :

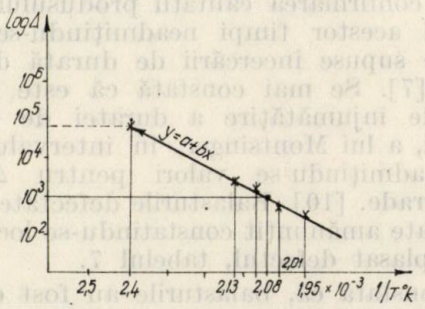


Fig. 2. Diagrama Arrhenius pentru extrapolarea duratei de viață după dreapta de regresie.

$$D_{inf} < D_0 < D_{sup},$$

unde :

$$D_{inf} = D_0 - \Delta y, \text{ iar } D_{sup} = D_0 + \Delta y.$$

Mărimea Δy, conform distribuției Student, este dată de relația :

$$\Delta y = t_{\alpha/2\,;\,n-2} \times Sy/x \sqrt{\frac{1}{n} + \frac{(x^* - \bar{x})^2}{\sum_{i=1}^{n}(x_i - \bar{x})^2}}, \quad (12)$$

în care : t este variabila Student și se găsește în tabele conform [8] în funcție de : α, care este nivelul de semnificație și n, care reprezintă numărul de trepte de încercare, în cazul de față, iar:

$$Sy/x = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n}(y_i - \hat{y}_i)^2}{n-2,}}, \quad (13)$$

unde :

$$\tilde{y}_i = a + bx_i = -7{,}82 + 5{,}28\,x_i, \quad (14)$$

reprezintă valorile lui y_i, recalculate cu ajutorul ecuației dreptei de regresie, găsită prin metoda celor mai mici pătrate și x^* este variabila inversului temperaturii nominale absolute, la care s-a extrapolat durata D_0. Rezultatele calculelor cu ajutorul distribuției Student sînt prezentate în tabelul 4, iar în tabelul 5 sînt date, pentru cele două nivele de încredere 60 și 90 %, valorile lui D_{inf} și D_{sup}.

Se observă că pentru un nivel de încredere de 60 %, D_o variază în intervalul a 37 600 și 127 000 ore de funcționare. Pentru un nivel de încredere de 90 %, D_0 variază între 14 050 și 310 000 ore de funcționare.

Tabelul 4

Nr. treaptă	1	2	3	4
Temp. înfăș. (°C)	197	210	224	240
$(x^* - \bar{x}).10^{-3}$			0,349	
$(x^* - \bar{x})^2.10^{-6}$			0,1218	
$x_i.10^{-3}$	2,1276	2,0833	2,0120	1,9493
$(x_i - \bar{x}).10^{-3}$	0,0846	0,0403	−0,031	−0,0937
$(x_i - \bar{x})^2.10^{-6}$	0,00715	0,00162	0,00096	0,00877
$\Sigma(x_i - \bar{x})^2.10^{-6}$			0,0185	
$\tilde{y}_i$	3,4232	3,1891	2,8132	2,48095
y_i	3,399	3,266	2,726	2,521
$y_i - \tilde{y}_i$	−0,0242	0,0769	−0,0872	0,04005
$(y_i - \tilde{y}_i)^2$	0,00058	0,00591	0,0076	0,0016
$\Sigma(y - \tilde{y}_i)^2$			0,01569	
$Sy/_x = \sqrt{\frac{\Sigma(y_i - \tilde{y}_i)^2}{n-2}}$			0,0883	
$\sqrt{\frac{1}{n} + \frac{(x^* - \bar{x})^2}{\Sigma(x_i - \bar{x})^2}}$			2,26	

Tabelul 5

Nivel de încredere $P^x = 1 - \alpha$	60%	90%
Nivel de semnificație $Q^* = \alpha$	40%	10%
$\alpha/2$	20 %	5 %
t_{n-2}	1,061	2,92
Δy	0,245	0,673
$y_0 = \log D_0$	4,822	
D_0 (ore)	66,500	
$y_{inf} = \log D_{inf}$	4,575	4,147
D_{inf} (ore)	37.600	14.050
$y_{sup} = \log D_{sup}$	5,105	5,493
D_{sup} (ore)	127.800	310.000

Deci, se observă că, mărind nivelul de încredere de la 60 la 90 % se lărgește intervalul de variație a duratei D_0, în limite mult prea mari. Pentru a micșora intervalul de variație față de D_0 ar trebui ca numărul de informații să crească, adică, sînt necesare mai multe trepte de încercare.

Cu ajutorul relației [4] pentru $t_w = 105$°C au fost calculați timpii de încercare teoretici

pentru cele 4 trepte de încercare din tabelul 6 și a fost trasată curba din figura 3, care este identică cu cea indicată de [7].

Curbele punctate pentru valori ale lui t_w de 90, 120, și 130°C sînt cele indicate de literatura de specialitate, în urma unor încercări experimentale.

Tabelul 6

Nr. crt.	Nr. treaptă	T amb. din etuvă (°C)	Temp. pe înfăș. (°C)	log L	Nr. zile de încercare
1		110	185	1,478	30
2	1	120	197	1,224	16,8
3	2	130	210	0,974	9,42
4	3	140	224	0,714	5,18
5	4	150	240	0,432	2,7

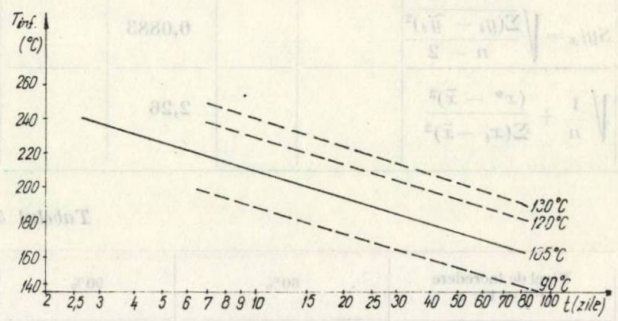


Fig. 3. Variația temperaturii înfășurării pe balast cu durata de încercare.

Se observă că, temperaturii de 185°C îi corespunde o durată teoretică de încercare de 30 de zile, valori ce sînt indicate și de licența Philips pentru balasturi fluorescente [9]. De asemenea, timpii de încercare teoretici din tabelul 6 sînt acoperitori (fiind de 3 ori mai mari), față de timpii pînă la primul defect, rezultați experimental pe fiecare treaptă (tab. 2). Considerînd acești timpi pînă la primul defect ca fiind accidentali, produși în perioada de uzură prematură a produsului, se pot folosi, pentru comparație, timpii pînă la cel de-al 2-lea defect (mai mari de 4 ori).

Timpii teoretici de încercare sînt necesari pentru confirmarea calității produsului, în intervalul acestor timpi neadmițîndu-se din 7 produse supuse încercării de durată decît un defect [7]. Se mai constată că este valabilă legea de înjumătățire a duratei de viață a izolației, a lui Montsinger, în intervalul 197—240°C admițîndu-se valori pentru ΔT_2 de 6—12 grade. [10]. Balasturile defectate au fost examinate amănunțit constatîndu-se locul unde a fost plasat defectul, tabelul 7.

Se constată că, balasturile au fost epuizate în timpul încercărilor, în proporție de 92,5%. Sub aspectul tipului de defect constatat: în peste 90% din cazuri apare scurtcircuitul și numai în 7,5% din cazuri, întreruperi de circuit, ceea ce arată că mecanismul de defectare apare în majoritatea cazurilor datorită îmbătrînirii izolației în timp.

Din punct de vedere al locului unde s-a manifestat defectul, se observă că: în peste 50% din cazuri el apare la primul sau la ultimul strat al bobinajului, în 40% din cazuri, la mijlocul straturilor bobinajului și numai în 4% din cazuri defectul apare în dreptul bornelor, din cauza unor forfecări a bobinajului.

Primele 2 cazuri de plasare a scurtcircuitului sînt datorate nerespectării geometriei carcasei bobinei, după operația de bobinare fiind un defect de fabricație.

La analiza fizică a balasturilor desfăcute s-au constatat o serie de defecte: bobinajul zgîriat cu miezul bobinei; bobinajul presat; spire încălecate; goluri în materialul de umplere.

Aceste defecte semnalate duc la o micșorare a duratei de viață a balasturilor, la o uzură prematură, în unele cazuri.

Tabelul 7

Nr. treaptă	T_{inf} (°C)	Nr. buc. încerc.	Nr. buc. defecte	Tip defect		Locul defectului		
				Sc. circ.	Intrerupt	Primul sau ultimul strat	Mijlocul strat.	Borne
1	197	7	6	5	1	2	3	1
2	210	7	6	6	—	1	5	—
3	224	7	7	7	—	6	1	—
4	240	7	7	6	1	6	1	—
Nr. total		28	26	24	2	15	10	1
%			92,5	92,5	7,5	57,6	41,7	4,17

Concluzie

În ceea ce privește durata medie de viață, trebuie remarcat că, valorile deduse reprezintă niște extrapolări destul de apropiate de realitate, dat fiind că eșantioanele au fost epuizate aproape total, atingînd 92%.

Luînd în considerație temperatura nominală de 135°C ca o valoare reală de funcționare a balasturilor, rezultă o durată medie de circa 66 000 ore, urmînd ca ea să fie reconfirmată cu ocazia altor încercări de durată. Prin aplicarea distribuției Student se observă că pentru un nivel de încredere de 60% se găsește o durată medie de viață pentru balasturile de tip A 20 W/220 V studiate, cuprinsă între 37 600 și 127 800 ore de funcționare, limite în care se regăsește și valoarea indicată de literatura de specialitate.

Considerăm că metoda de încercare și interpretare expusă în lucrarea de față poate fi introdusă în controlul prin sondaj al calității producției curente de balasturi, spre a se lua măsuri eficiente pe parcursul fabricației, cu recomandarea ca prima treaptă să fie cea de 130°C, pentru scurtarea timpilor de încercare.

În raport cu experiența ce se va obține la repetarea încercărilor se va putea scurta durata lor, trecîndu-se la efectuarea unei singure încercări, numai pe treapta de 150°C. Calitatea lotului se va putea aprecia ca acceptabilă dacă rezultatele vor fi similare celor precedente, respectiv se vor corela. Este bine să se urmărească și variația impedanței (a curentului) balastului în timp, calculîndu-se o intensitate de defectare globală, în care se include defectul total și deriva de parametru. Se observă că s-a regăsit, experimental, curba variației temperaturii înfășurării pe balast în timp pentru $t_w = 105°C$ (fig. 3), indicată și în literatura de specialitate, ceea ce arată că durata de viață a izolației balasturilor prezintă o variație exponențială cu temperatura, cunoscută.

Eliminînd perioadele corespunzătoare uzurii premature, care, în general, trădează neurmărirea viguroasă a tehnologiei de fabricație, defectele apărute prezintă o uzură normală, sistematică și de natură, practic, omogenă.

Pentru îmbunătățirea fiabilității balasturilor pentru lămpi fluorescente și pe baza observațiilor făcute se recomandă:

— întărirea controlului pe parcursul fabricației și, în special, în punctele critice, depistate pe baza unor studii tehnologice ale cauzelor de apariție a defectelor;

— respectarea riguroasă a calității materialelor folosite prin întărirea și înzestrarea adecvată a controlului de recepție;

— folosirea unor materiale cu calități superioare care să asigure o răcire mai bună a balastului;

— continuarea încercărilor pentru stabilirea duratei medii de viață (pe un număr semnificativ de exemplare), experimentări conduse pînă la epuizarea totală a eșantionului;

— repetarea acestor încercări în diferite condiții de solicitare.

Bibliografie

[1] * * * CEI 82, 1973, Ballasts pour lampes tubulaires à fluorescence.

[2] Langlois Berthelot, R. Durée de vie, fiabilité, disponibilité des materiels, Paris, Ed. Dunod, 1968, p. 35—82.

[3] * * * CEI 216, Guide pour la préparation des methodes d'essais pour l'èvaluation de la stabilité thérmique des materiaux isolants électriques, p. 7.

[4] Prentz, H.J. Zur Berechnung der Lebensdauer elektrischer Isoliertoffe bei Konstanten un dveränderlichen Alterungstemperaturen. In: E.T.Z. — A, **78**, H. 4, nr. 11, 1957, p. 156—161.

[5] Bazovsky, I. Fiabilité, théorie et pratique de la sureté de fonctionnement, Paris, Ed. Dunod, 1965, p. 217—223,

[6] Iresson, W. Gr. Reliability Handbook, New-York Mc Graw-Hill, 1966,

[7] * * * Recomandări CEI 34C (Secr.) **58**, ian 1973.

[8] Bowker, A.H., Lieberman, G.T. Metodes statistiques de l'ingénieur. Paris, Ed. Dunod, 1965.

[9] * * * Licență Philips, 1964.

[10] Starr, W.T., Endicott, H.S. Progressive stress a new accelerated approach to voltage endurance. In: Trans. AIEE, **80** (Power Apparatus and Systems) p. 515—518, 1961

Intrat în redacție la 23.03.1974

REȚELE ELECTRICE
RĂȘINI EPOXIDICE
JONCȚIUNI DE CABLURI
TEHNOLOGIE DE FABRICAȚIE

FELAN ADA

Utilizarea răşinilor epoxidice la realizarea joncţiunilor de cabluri destinate reţelelor electrice de 1—10 kV

Ing. chim. Felan Ada, absolventă a Facultăţii de chimie industrială — Bucureşti din anul 1956, este cercetător ştiinţific principal la Laboratorul de răşini, lacuri şi izolanţi compuşi al I.C.P.E.

CZ 678.644'142

Dezvoltarea impetuoasă a industriei în ţara noastră, cît şi extinderea şi modernizarea reţelelor electrice, impun un consum sporit de cabluri. În cadrul lucrărilor de instalare a cablurilor electrice, principala problemă tehnologică este realizarea îmbinărilor (joncţiunilor) şi confecţionarea capetelor terminale, unde se localizează cea mai mare parte a avariilor ce au loc în reţele.

În anii de după război s-a simplificat mult fabricarea cablurilor prin introducerea a numeroase materiale izolante noi cum sînt policlorura de vinil, polietilena, cauciucul butilic etc. Amestecurile de policlorură de vinil s-au impus ca material izolant pentru tensiuni de lucru pînă la 10 kV inclusiv, prezentînd o serie de importante avantaje faţă de izolaţia de hîrtie-plumb.

La început nu au existat soluţii mulţumitoare pentru realizarea accesoriilor necesare acestor cabluri şi numai cu restricţii se puteau folosi tipurile vechi. Găsirea unor metode adecvate de îmbinare şi obţinerea unor accesorii de montaj care să corespundă calităţii cablului, să fie de construcţie simplă, puţin spaţioase şi economice, s-a datorat utilizării răşinilor sintetice.

1. Progrese realizate prin utilizarea răşinilor epoxidice

Pe scară mondială, la realizarea accesoriilor de cabluri se utilizează polimeri organici lichizi, termorigizi, cu conţinut de 100% substanţă reactivă ca: răşini epoxidice, poliesterice, poliuretani şi polimeri polisulfidici. Dintre aceste sortimente răşinile epoxidice ca atare, sau modificate sînt mai răspîndite [1 — 10], datorită avantajelor pe care le prezintă.

— aderenţă bună la majoritatea materialelor;

— rezistenţă mecanică bună;

— excelente proprietăţi electrice;

— contracţie redusă în timpul întăririi (1—2%);

— rezistenţă bună la umiditate şi acţiunea substanţelor chimice;

— realizarea îmbinării fără aport exterior de căldură;

— realizarea unei îmbinări mai puţin voluminoase;

— reducerea timpului necesar pentru îmbinare, datorită rigidizării rapide a compoziţiilor;

— utilizarea de forme simple, necostisitoare, formele în sine necontribuind la rezistenţa îmbinării.

Cel mai uzual tip de răşină epoxidică existent în comerţ astăzi este rezultatul reacţiei între bisfenol A şi epiclorhidrină. Reacţia poate fi condusă astfel, încît să se realizeze un produs macromolecular fluid (cu greutatea moleculară 350—500). Pentru ca aceste răşini să se transforme într-un material termoreactiv trebuie să li se adauge o cantitate anumită de agent de întărire, sub a cărui acţiune moleculele formează legături tridimensionale. În felul acesta ia naştere, din răşina iniţial lichidă, o masă turnată solidă şi tenace.

Există o mare varietate de răşini epoxidice, ca şi o mare varietate de agenţi de întărire [11—14]. Alegerea judicioasă a componenţilor reţetei este determinată de condiţiile de întărire admisibile în cazul dat, de timpul de prelucrare dorit şi de caracteristicile fizico-mecanice şi dielectrice ce se urmăresc.

Pentru joncţiunile de cabluri se aleg acele sortimente care au o viscozitate mică şi o reacţie rapidă fără aport exterior de căldură, mai potrivite pentru utilizarea pe şantiere. Reacţia este exotermă, căldura eliberată din mersul reacţiei conducînd la o întărire rapidă. Temperaturile ambiante scăzute prelungesc reacţia, temperaturile ridicate o accelerează.

2. Tehnologii de izolare cu rășini a îmbinărilor de cabluri

În tehnica mondială s-au dezvoltat trei procedee de aplicare a rășinilor epoxidice la îmbinări de cabluri :

— izolarea cu rășini turnate;
— izolarea cu rășini sub presiune, și
— izolarea cu rășini și benzi de țesătură.

Procedeul de izolare cu rășini turnate se aplică, în prezent pe scară largă [1] [2] [7] [8] [9], fiind adoptat și la noi în țară pe toate șantierele de montaj ale industriei chimice. Asupra lui vom reveni mai detaliat întrucît constituie metoda preconizată pentru realizarea manșoanelor și a capetelor terminale la cablurile cu izolație uscată de 1—10 kV.

Procedeul de izolare cu rășini sub presiune s-a dezvoltat pentru a face față cerințelor de manșoane și capete terminale ce intervin mai puțin frecvent, sau de o mai mare complexitate, pentru care nu sînt forme (carcase) disponibile. De asemenea, se adaptează ușor la toate cerințele de ecranare [1] [5].

În acest caz, scheletul formei este constituit prin înfășurarea unei benzi de țesătură foarte rară, din filament sintetic (polietilenă sau copolimer vinilic) peste care se aplică un strat din benzi, etanș la lichide. Forma aceasta poate fi umplută fără goluri, prin injectarea rășinii sub presiune, ceea ce asigură saturarea cu rășină și eliminarea golurilor din regiunea de izolat.

Îmbinarea nu se umple de la fund spre vîrf, ci din centru spre extreme, rășina forțînd aerul (ca și cum ar fi un piston etanș), să iasă afară prin orificiile practicate la extremități.

Forma și dimensiunea joncțiunii este fixată prin înfășurarea cadru dată de țesătura rară, care poate fi construită rapid și în orice conformație. Aceasta servește și la armarea rășinii, conducînd la o rezistență mecanică adițională, rezistență la șoc și ridicarea proprietăților electrice.

Procedeul de izolare sub presiune este condiționat de o producție asimilată de benzi rețea din filament sintetic, benzi autoadezive și ambalarea automată a rășinii și întăritorului în pungi cu două compartimente, care să se poată introduce în pistolul de injecție.

Procesul de izolare prin construire în trepte implică înfășurări alternative cu bandă țesută și impregnarea ei pe măsura aplicării cu o rășină cu întărire la rece pentru a satura golurile din țesătură și a lega împreună straturile. Aceasta duce la o secțiune izolantă din fibră și rășină care, după întărire, este rezistentă mecanic, cu bună rezistență la șoc și cu proprietăți electrice bune, dacă aplicarea s-a făcut îngrijit și cu îndemînare. Acest procedeu este util pentru aplicații care se fac pe orizontală sau verticală, în orice diametru, lungime sau configurație [15] [16]. Se cer însă precauții speciale pentru a se evita iritațiile chimice sau reacțiile alergice la manipularea continuă a rășinii dintr-un container deschis, în timpul executării izolării umede.

Cele trei procese tehnologice de utilizare a rășinilor termorigide la accesorii de cabluri procură mijloacele de aplicare pentru majoritatea problemelor de șantier. Un merit considerabil trebuie atribuit aplicării universale a acestor procedee la întreaga varietate a construcțiilor de cabluri ce se utilizează și posibilitatea legării diferitelor tipuri de izolații între ele.

Numeroase firme care fabrică accesorii de cablu dau indicații ample asupra dimensiunilor și a felului de montaj al acestora [8] [9] [17] [18] [19].

3. Tehnologia de confecționare a accesoriilor de cabluri aplicată în R.S.R.

Deoarece în țara noastră s-au introdus în fabricație cabluri de medie tensiune cu izolație și manta din policlorură de vinil fără a se asimila simultan și fabricația de accesorii, acestea s-au adus fie din import, fie că s-au adoptat tehnologii improvizate — necorespunzătoare. Pentru remedierea acestei stări de lucruri Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică, în colaborare cu Trustul de instalații și automatizări-București (care a fost și beneficiarul lucrării), au elaborat o tehnologie unitară de realizare a armăturilor de cabluri cu izolație uscată de 1÷10 kV, tehnologie care se aplică cu succes de patru ani pe șantierele industriei chimice. Înainte de omologarea accesoriilor, acestea au fost verificate de către Institutul de cercetări energetice atît ca nivel de izolație, cît și ca durată de viață (stabilitate termică), prin probe corelate cu metodologia recomandată pe plan mondial.

În baza rezultatelor obținute Trustul de instalații și automatizări-București a înființat o secție de fabricație secundară, care asigură în prezent necesarul șantierelor sale.

Materiale utilizate. Joncțiunile de cabluri destinate rețelelor electrice de 1÷10 kV se realizează cu ajutorul unei mase de turnare pe bază de rășină epoxidică produsă în țară. Caracteristicile rășinii pe care se bazează masa de turnare sînt următoarele :

Viscozitate la 25°C în cP	1 400—2 000;
Greutate echivalentă epoxidică	223—244;
Clor hidrolizabil max, %	0,2;
Exoterma de reacție, °C/minute (măsurată la 25°C în centrul geometric al unei mase de 100 g)	170—200/55—80.

Din punct de vedere practic una din cele mai importante date cu privire la rășina epoxidică este conținutul de grupe epoxidice. În funcție

de acest conținut și de caracteristicile chimice ale agentului de întărire, se stabilește cantitatea acestuia din urmă, necesară pentru întărirea corectă a unei anumite cantități de rășină. Teoretic, fiecare moleculă de rășină se termină cu două grupe epoxidice reactive. Practic, însă, numărul mediu de grupe epoxidice este mai mic și se exprimă mai frecvent sub forma unei alte mărimi și anume a greutății echivalente epoxidice. Aceasta reprezintă numărul de grame de rășină ce conține un echivalent gram epoxidic.

Deoarece rășinile epoxidice destinate turnării accesoriilor de cabluri trebuie să se întărească la temperatura mediului ambiant, ele se reticulează cu ajutorul întăritorilor aminici. Dozarea cantității corecte de întăritor față de rășină se face după relația :

$$X = \frac{M}{GE} \cdot 100,$$

unde:

X este cantitatea de agent de întărire în g (amină primară sau/ și secundară), necesară pentru întărirea a 100 g rășină epoxidică;

M — greutatea echivalentă a aminei, respectiv greutatea moleculară a aminei, divizată prin numărul atomilor de hidrogen aminici;

GE — greutatea echivalentă epoxidică a rășinii.

Reacția dintre rășină și agentul de întărire este exotermă, existînd pericolul ca amestecul să se supraîncălzească și să crape datorită tensiunilor interne care se produc.

Acest pericol se previne mai ales prin folosirea unor materiale de umplutură anorganice, de anumită granulație — în cazul accesoriilor de cabluri, făină de cuarț. Prin adaosul de materiale de umplutură se mărește viscozitatea amestecului cu atît mai mult cu cît granulația e mai fină. Se alege o astfel de proporție încît materialul să se mai poată turna în bune condițiuni. Astfel, amestecul întărit are un coeficient de dilatație termică mai redus, un coeficient de conductibilitate termică mai ridicat, o stabilitate termică ceva mai mare, o absorbție de apă mai mică și chiar o rigiditate dielectrică mărită. Aceasta pe lîngă substanțialul avantaj economic.

În concordanță cu cele de mai sus, la accesoriile de cabluri s-a utilizat o masă de turnare, avînd caracteristicile din tabelul 1.

În cazul în care se toarnă repere ce cuprind mai mult de 3 kg masă de turnare, s-a adăugat agentului de întărire aminic un moderator sau agent de întărire lent; acesta permite prelungirea timpului de întărire a amestecului sau creșterea cantității de masă turnată pînă la nivelul de 12 kg, fără ca temperatura maximă atinsă datorită exotermei de reacție să producă o încălzire peste limitele admise pentru izolația și mantaua de policlorură de vinil.

Tabelul 1

Caracteristicile fizico-mecanice și dielectrice ale masei de turnare pentru accesorii de cabluri pe bază de rășină epoxidică (după întărire)

Nr. crt.	Caracteristica	U/M	Norma de încercare	Valoarea
1	Greutate specifică	g/cm³	VSM 77109	1,6
2	Absorbția de apă	%	încercare specială epruvete 4×10×60	
	1 h 100°C			0,4
	10 z 20°C			0,3
3	Rezistența la încovoiere	dN/cm²	VSM 77103	580
4	Rezistența la compresiune	dN/cm²	STAS 6642—73 VSM 77101	950
5	Modul de elasticitate	dN/cm²	VSM 77111	$7{,}5 \cdot 10^4$
6	Rezistența la șoc	dNcm/cm²	VSM 77105	1,5—2,6
7	Duritatea Brinell	dN/cm²	STAS 5871—68	4900—5300
8	Inflamabilitatea		ASTM 635—56T DIN 53459	neinflamabil gr 4—5
9	Stabilitatea termică Martens	°C	DIN 53458	~ 50
10	Rigiditate dielectrică	kV/mm	STAS 6257—68 electrod Ø 25 mm	> 24
11	Constanta dielectrică		STAS 6257—68	3,5—4
12	Tangenta unghiului de pierderi dielectrice 50 Hz, 1000 V		STAS 2740—69	0,036
13	Rezistivitatea de volum	Ω cm	STAS 6107—68	$> 10^{15}$
14	Rezistivitatea de suprafață	Ω		
	— cond. normale			$> 10^{14}$
	— 30 z 80% u.r.			$> 10^{12}$

Admiţînd că alegerea răşinii este adecvată din punct de vedere mecanic şi electric, o bună proiectare a îmbinării turnate este, în mare măsură, dependentă de forma utilizată pentru a conţine masa turnată în timpul întăririi.

Formele de turnare trebuie să prezinte o suficientă etanşare pentru a preveni scurgerea masei în timpul întăririi, deschideri adecvat practicate pentru eliminarea aerului în timpul procesului de turnare, stabilitate dimensională la temeratura exotermei de reacţie şi secţiune adecvată pentru asigurarea unei grosimi suficiente de dielectric. Ele pot fi executate din metal sau materiale plastice ca policlorură de vinil, polistiren, acetat sau acetobutirat de celuloză, mase de presare [2] [8].

La accesoriile de cabluri omologate pentru 1÷10 kV s-au prevăzut forme din policlorură de vinil uşor de confecţionat şi al cărui cost redus justifică o singură folosire (nu se mai îndepărtează după turnare). Ele au avantajul de a se comporta ca şi cablul, în condiţiile mediului exterior şi ameliorează şi rezistenţa la şoc a joncţiunii. De asemenea, aceste forme sînt uşor de fasonat astfel încît să existe un strat de masă de turnare cu relativ aceeaşi grosime care favorizează o întărire uniformă şi prin aceasta lipsa tensiunilor interne în interiorul piesei.

Pregătirea materialelor pentru turnare. Masa de turnare pentru manşoane şi capetele terminale la cablurile de forţă constă dintr-un material „în doi componenţi", dintre care unul conţine răşina şi materialul de umplutură — făina de cuarţ — iar al doilea reprezintă agentul de întărire care se adaugă imediat înaintea turnării. Materialul de umplutură adăugat în proporţie adecvată trebuie să fie uscat. La amestecarea cu răşină se încorporează o cantitate însemnată de aer, care se îndepărtează prin dezaerarea amestecului la circa 20—30 torri. La o scădere prea înaintată a vidului există riscul de a distila din componenţii mai uşori ai răşinii. Este de dorit ca terminarea procesului de dezaerare să se facă chiar în ambalajele de livrare (în cazul cutiilor metalice).

Înglobarea aerului la amestecarea celor doi componenţi sau la turnare, se evită prin utilizarea unui agitator mecanic adecvat care să nu antreneze aer în amestec şi printr-o turnare lentă de la înălţime mică sau de-a lungul pereţilor formei în vînă de secţiune rotundă.

La dozarea componenţilor amestecului se pot produce cele mai grave greşeli pe şantiere, de aceea s-a adoptat peste tot obiceiul de a se pune la dispoziţia manşonarilor truse gata pregătite.

Se indică mai jos (în mare, căci variază de la caz la caz) conţinutul unei truse româneşti:

— racorduri sau papuci, funcţie de secţiunea cablului;

— formă sau material de ecranare;

— material pentru etanşare (opanol sau alt material);

— distanţiere;

— sîrmă de cupru ∅ 0,8 mm pentru matisare;

— benzi pentru diferite scopuri (semiconductoare, pentru etanşare etc.);

— carcasa de turnare;

— cutii cu masă de turnare epoxidică şi agentul de întărire aferent.

În cazul cutiilor terminale:

— conductor VLPY pentru punere la pămînt;

— tub de PVC;

— agent de demulare.

Ambalajele s-au limitat la cîteva mărimi tip, care se asociază între ele funcţie de destinaţie, singurele operaţii necesare fiind amestecarea internă a celor doi componenţi şi turnarea lor.

Realizarea accesoriilor de cabluri. Sub aspect constructiv, manşoanele de legătură în răşini sintetice (MLR-uri) şi capetele terminale în răşini sintetice (CRT-uri) pentru cablurile de forţă în PVC se realizează după directivele din fişele tehnologice de confecţionare; acestea ţin seama de tensiunea nominală a cablului, tipul lui (mono sau trifazat), secţiunea conductorului de Cu sau Al, curenţii de scurtcircuit în cazul capetelor terminale şi normează o serie de MLR-uri şi CTR-uri tip, după cum urmează:

CTR 1 pînă la 4 pentru interior şi exterior, pentru cabluri trifazice de 0,6/1 şi 3,5/6 kV;

CTR 11 ÷ 14 pentru interior şi exterior, pentru cabluri trifazice 5,8/10 kV;

CTRM 1 ÷ 6 pentru interior şi exterior pentru cabluri monofazice de 3,5/6 şi 5,8/10 kV;

MLR 1 ÷ 4 pentru interior şi exterior pentru cabluri trifazice 0,6/1 şi 3,5/6 kV;

MLR 12 ÷ 14 pentru cabluri trifazice de 5,8/10 kV.

Deoarece fişele tehnologice descriu operaţiile necesare pentru fiecare caz, funcţie de elementele de mai sus şi deci de construcţia cablului, sînt greu de expus în articol. Ele cuprind atît

dimensiuni constructive, cît și consumuri de materiale și mod de lucru de la așezarea cablului pentru confecționarea accesoriilor pînă la punerea sub tensiune după executarea tuturor operațiilor; sînt în vigoare pentru toate șantierele Trustului de instalații și automatizări-București.

Ceea ce este specific la realizarea accesoriilor de cabluri turnate în rășini epoxidice este blocarea scurgerii axiale a masei de turnare fluide printr-o etanșare frontală a spațiilor goale dintre faze, cel mai adesea chiar cu cauciuc nevulcanizat recuperat de la cablu. De asemenea, este necesară asperizarea cu hîrtie abrazivă a suprafețelor din mantaua de policlorură de vinil și a izolației conductoarelor ce urmează a fi înglobate în masa de turnare. Aceste suprafețe sînt apoi degresate îngrijit cu solvenți adecvați (clorură de metilen, tricloretilenă, acetonă).

Numai după efectuarea lucrărilor de pregătire a turnării se procedează la amestecarea celor doi componenți ai masei.

Condiții de întărire. Operația de turnare se face în condiții normale de umiditate de 65 ± ± 5% u.r. și temperatură de 20 ± 5°C. Nu se admite turnarea manșoanelor și a capetelor terminale în condiții de ploaie sau ninsoare, fără amenajarea unei incinte, evitîndu-se astfel pătrunderea umezelii în masă sau în reperul turnat. Utilizarea masei epoxidice la temperaturi mai scăzute, sub 10°C, prezintă greutăți în ceea ce privește viteza reacției de întărire care, în asemenea condiții este foarte mult întîrziată.

La turnarea reperelor mari, unde se utilizează mai multe ambalaje tip este necesar ca numărul acestora să nu depășească trei și să existe o continuitate în executarea operației astfel încît, în stratul de la prima turnare să nu fi început încă reacția exotermă.

Durata de întărire la temperatura ambiantă este afectată nu numai de aceasta, ci și de volumul total al masei, de grosimea secțiunii și de posibilitățile de evacuare a căldurii prin conductorii cablului și pereții formei. În general, gelifierea durează între 1 și 4 ore la manșoane, ea putîndu-se prelungi pînă la 10 ore în cazul capetelor terminale de volum mic.

Comportarea la încercări a accesoriilor de cabluri în rășini epoxidice. Caracteristicile electroizolante ale materialelor componente și ale accesoriilor în ansamblu trebuie corelate cu caracteristicile cablurilor respective; deci, la fixarea parametrilor care caracterizează nivelul de izolație s-au luat în considerație performanțele cablului propriu-zis, care sînt cuprinse în STAS 8778—70. S-au avut în vedere caracteristicile electrice ale policlorurii de vinil, utilizate pentru izolația cablului.

Măsurătorile efectuate separat asupra cablului și rășinii au arătat că rășina nu înrăutățește condițiile generale inițiale ale izolației cablului deci, calitatea joncțiunii depinde de tehnologia de execuție respectivă, materialul de izolație fiind corespunzător.

Verificarea accesoriilor de cabluri a avut ca scop evidențierea calităților dielectrice (în regim normal și în regim tranzitoriu), a celor antihigroscopice, rezistența la îmbătrînire termică etc.

Pentru verificarea comportării produselor la tensiune mărită după un interval mare de funcționare, ele au fost supuse la îmbătrînire accelerată prin realizarea unor cicluri de încălzire — răcire, combinate cu supunerea cablului la tensiune ridicată. S-a măsurat tangenta unghiului de pierderi dielectrice înainte și după îmbătrînire și s-a constatat că valoarea ei nu depășește 10% înainte și 12% după executarea ciclurilor termice. De asemenea, curba $\mathrm{tg}\delta = f(U)$ nu prezintă nici un punct de inflexiune evident pe intervalul măsurat $(0{,}5U_0 \div 2U_0)$, iar panta curbei definită prin $\frac{\Delta \mathrm{tg}\,\delta}{\mathrm{tg}\,\delta}$ este mai mică de 0,5 la creșterea tensiunii de încercare de la 0,5 U_n la U_n.

Probele distructive au urmărit comportarea izolației la tensiune mărită pînă la străpungere în curent continuu și curent alternativ; valorile impuse au fost mult depășite.

4. Concluzii

— Rășina românească s-a dovedit eficientă pentru mase de turnare destinate joncțiunilor de cabluri și capete terminale, situîndu-se la nivel apropiat de al altor materiale de pe piața mondială utilizate în același scop.

— Materialele folosite corespund ca performanțe unei izolații de medie tensiune.

— Accesoriile de cabluri îndeplinesc toate condițiile care se pun cablului.

— Tehnologia de realizare a acesoriilor de cabluri cu izolație uscată de 1÷10 kV s-a dovedit satisfăcătoare și a fost omologată, ea dînd deplină satisfacție în exploatare, timp de peste patru ani.

— În afară de carcteristicile tehnice avantajoase descrise mai sus, folosirea accesoriilor de cabluri din rășini epoxidice de turnare aduce după sine și avantaje economice. În comparație cu vechile tehnici se elimină complet piesele metalice grele ceea ce se traduce și prin reducerea substanțială a greutății produsului.

Bibliografie

[1] Bollmeier, E.W. Liquid thermosetting resin applied to cable installation and maintenance. In: AIEE Transactions USA, Part. III, Power App. And. Syst., Vol. 76, dec 1957.

[2] Georg Sam. Kalthärtende Epoxydharze für Kabelgarnituren, In: ETZ—B, RFG, **17**, 1965, H—27, p. 903—905.

[3] Marsal, M., Slaninka, P. Cutii terminale de cabluri 1 ... 6 kV din rășini epoxidice. In: Energetika, RSC, nr. 9, sep 1959, p. 464—467.

[4] Ondricek, M. Folosirea rășinilor epoxidice la montarea cablurilor, In: Energetika, RSC, nr. 9, sep 1959, p. 461—463.

[5] Davies, A. E. A new aproach to cable jointing, In: Electrical Review, Gr. B. 1 iun 1962, p. 937—940.

[6] Niesner, H. 10 kV Pastkabel und dazugehörige Garnituren. In: Der Elektropraktiker, RFG, H6, 1967 p. 205—207. și H7 1967, p. 243—246

[7] Clemens Fiedler, Klaus Wilhelm. Kabelgarnituren aus Epoxid-Giessharzen. In: ETZ—B, **20**, H 11, 31 mai, 1968, p. 305—307.

[8] * * * Araldit-Harze bei der Herstellung von Kabelmuffen und Kabelendverschlüssen — fișă tehnică nr. 33 — CIBA.

[9] * * * Giessharz PROTOLIN 19 für Kabelgarnituren — fișă tehnică a firmei Siemens.

[10] * * * Neue Formen für 10 kV Giessharz — Endverschüsse, In: Der Elektropraktiker, RFG,. H. 1, 1969, p. 8—10.

[11] Lee, H. Handbook of epoxy-resins. New-York, Mc Graw Hill Book Comp. GmbH, 1967.

[12] Skeist, I. Epoxy resins. Reinhold Publishing Corp. New York 1959.

[13] Jahn, H. Epoxidharze. Leipzig, R.D.G., VEB Deutsch Verlag für Grundstoffindustrie, 1969.

[14] * * * Bakelite epoxide resins and hardeners, Technical Information, firma Bakelite Xylonite Limited.

[15] Betz, P.L., Lusby, O.W., Rueckert, J.J. Epoxy resin — orlon applications in cable systems. In: IEEE Transactions on Power App. and Syst. USA, nr. 66, iun 1963, p. 383—388.

[16] Betz, P. L., Lusby, O.W. Epoxy tape used in cable terminals. In: Electrical World, USA, 162., nr. 13, 28 sep 1964, p. 23—26.

[17] * * * Boites de raccordement avec résine époxide Jicast pour cables basse tension — fișă tehnică de la Johns Manville de France.

[18] * * * Giessharz — Kabelgarnituren — JM—M/1069 fișe tehnice de la Deutsche Johns Manville GmbH.

[19] * * * Les produits 3 M company pour l'installation et l'entretien électriques.

Intrat în redacție la 1. XI. 1973

CRIOGENIE
CRIOELECTROTEHNICĂ
MATERIALE ELECTROTEHNICE
SUPRACONDUCTIBILITATE

Supraconductori și materiale crioelectrotehnice

VIRGIL STĂNCULESCU* — BUCUREȘTI

CZ 621.315.51:537.312.6

1. Introducere

Începînd cu deceniul anilor 60, electrotehnicienii manifestă un interes crescînd pentru utilizarea temperaturilor joase la producerea și transportul energiei electrice, în special, ca și la alte aplicații posibile, în general.

Acest interes a fost suscitat și este menținut atît de fenomenele de supraconductibilitate, cît și de comportarea materialelor electrotehnice în general, la temperaturi joase.

În articolul de față ne propunem să prezentăm cauzele principale care au determinat acest interes, expunînd și unele rezultate experimentale obținute în acest domeniu de către autor.

Stadiul actual de dezvoltare, pe plan mondial, a electrotehnicii și energeticii este caracterizat de o evoluție rapidă către limitele posibile pentru randament și putere specifică, într-un termen relativ scurt. Pentru depășirea acestor limite se întrevăd, în general, două căi :

a — descoperirea și stabilirea unor noi principii de conversie, mai economice, a diferitelor forme de energie în energia electrică ;

* Fizician *Virgil Stănculescu* este cercetător științific principal la Institutul de cercetare pentru industria electrotehnică (ICPE) — București.

b — menținerea actualelor principii pe care se bazează producerea, transportul și utilizarea energiei electrice, folosind noi materiale și formule constructive adecvate și avînd ca scop o reducere substanțială a pierderilor.

Deși cea de-a doua cale nu poate rezolva problema asigurării de noi resurse energetice, este mai actuală și cu o putere de atracție mai mare, în prezent.

Actualitatea este determinată de timpul relativ scurt, 15—20 de ani, în care creșterea puterilor nominale și specifice precum și a randamentului utilajelor electrotehnice va deveni o necesitate, pe de o parte, iar reducerea pierderilor de energie electrică la mijloacele moderne de producere, transport și utilizare, reprezintă o posibilitate eficientă de raționalizare a resurselor energetice, de care dispune omenirea în prezent, pe de altă parte.

În acest context, posibilitățile de dezvoltare, în viitorul apropiat, a electrotehnicii devin o problemă, în primul rînd, de materiale.

Problema materialelor conductoare devine prioritară ceea ce explică, după cum s-a mai amintit, interesul crescînd al electrotehnicienilor pentru fenomenele de supraconductibilitate și supraconductori.

Se conturează, astfel, un capitol nou „CRIOELECTROTEHNICA", care este un domeniu de studii, cercetări și aplicații ale electrotehnicii la temperaturi joase.

Obiectul crioelectrotehnicii este stabilirea condițiilor și mijloacelor care să asigure prin funcționare la temperaturi joase pentru producerea, transportul și utilizarea energiei electrice, un bilanț al pierderilor mai favorabil decît acela obținut la temperatura mediului ambiant.

Esențial pentru croielectrotehnică sînt aplicațiile fenomenelor de supraconductibilitate. În cadrul acestei lucrări nu intenționăm să dezbatem teoria supraconductibilității, ci ne vom limita, în mod succint, la descrierea proprietăților materialelor supraconductoare, precum și a altor materiale care vor fi utilizate în electrotehnica temperaturilor joase.

De asemenea, vor fi menționate și aspecte ale prețului de cost și eficienței economice, deoarece introducerea cu succes a oricărei tehnologii noi, depinde de avantajele economice și condițiile unei siguranțe mai mari în exploatare, față de tehnologiile extinse deja în industrie.

2. Apariția și proprietățile materialelor supraconductoare

Denumirile de *supraconductibilitate* și *supraconductori* au fost date de Heike Kamerling Ones, în 1911 cînd, lucrînd cu heliu lichid 4,2°K) observă că rezistența electrică a mercurului se anulează brusc la această temperatură.

Fenomenul de anulare bruscă a rezistenței unui conductor dintr-un anumit metal, la o anumită temperatură, în general, foarte joasă, a fost numit de descoperitorul lui supraconductibilitate, iar metalele care-l prezintă, supraconductori.

Anularea rezistenței electrice nu trebuie înțeleasă în mod absolut (experiențele lui Collins 1956 și Quiner și Itner 1962* căci rezistivitatea unui supraconductor, deși foarte mică, are o valoare finită de ordinul lui $10^{-23}\Omega \cdot cm$ și este, practic, neglijabilă față de cea a cuprului pur $10^{-9}\Omega \cdot cm$, la temperaturi joase.

Mărimile care caracterizează un supraconductor sînt :

— temperatura de tranziție sau de salt, este aceea la care se anulează rezistența electrică a supraconductorului, în absența unui cîmp magnetic ;

— temperatura critică (T_c) este aceea la care anularea rezistenței electrice are loc în prezența unui cîmp magnetic ;

— pragul de intensitate magnetică sau cîmpul critic (H_c), este acela pentru care are loc tranziția din starea supraconductoare în starea normală (rezistivă), deși temperatura este inferioară temperaturii critice ;

— intensitatea critică (I_c)** este valoarea curentului care, trecînd prin metalul în starea de supraconductibilitate, determină tranziția acestuia, deși temperatura este inferioară lui T_c. Acest lucru se poate produce datorită cîmpului magnetic, creat de curent prin bobinajul supraconductor și, în general, după Silsbee (1916) curentul critic produce cîmpul H_c pe suprafața supraconductorului determinînd tranziția acestuia.

Alături de fenomenul de anulare a rezistenței electrice sub valorile critice (T_c, H_c, I_c), comportarea magnetică a stării supraconductoare, constituie o caracteristică principală a acestei stări. Meissner și Ochsenfeld (1933) au arătat că, fluxul magnetic este expulzat din interiorul supraconductorului, inducția magnetică B fiind nulă. Acest „efect Meissner" asigură reversibilitatea stării supraconductoare.

Explicarea supraconductibilității printr-o teorie unitară este relativ recentă (Bardeen Cooper, Schrieffer 1957)*** [2, 3, 4].

Ipotezele de bază ale acestei teorii sînt :

— supraconductibilitatea este un fenomen de natură electronică (la acest fenomen parti-

* *F. A. Lynton*, La superconductivité, Paris, Dunod, și *R. D. Parks*, Superconductivity, N.Y.,M. Dekker, 1969.

** Se utilizează și mărimea echivalentă J_c (densitatea critică a curentului).

*** *Bardeenn, J., Cooper, L.V., Schrieffer, I.R.* Phys. Rev. 107/957. Pentru lucrările în domeniul supraconductibilității au obținut premiul Nobel pentru fizică în 1972.

cipă un mare număr de electroni, între care se exercită interacțiuni, determinînd cuplarea lor în perechi numite cooperoni);

— sub acțiunea unui cîmp electric starea de mișcare a electronilor devine coerentă.

Starea de coerență a electronilor, precum și interacțiunile exercitate între ei, prin schimb cuantificat de energie (fononi), au indicat, de la început, metodele mecanicii cuantice ca fiind cele corespunzătoare teoriei B.C.S.

Astfel, aceste metode au permis să se explice și să se exprime atît existența și structura zonei energetice în starea de supraconductibilitate, cît și fenomenele și efectele observate experimental. De asemenea, s-a ajuns și la evaluări cantitative, în concordanță cu valorile măsurate experimental.

3. Supraconductori de tip 1 și 2

Experimental s-a observat că este deosebită comportarea electrică și magnetică a materialelor supraconductoare. Progresul cunoștințelor asupra supraconductibilității a stabilit că această comportare diferită poate fi exprimată prin raportul a două lungimi:

— λ, adîncimea de pătrundere, care indică ordinul de mărime a distanței în adîncimea probei supraconductoare pentru care se constată o variație sensibilă a inducției magnetice sau a densității de curent electric ($\lambda \approx 10^2 - 10^3$ Å);

— ξ, lungimea de coerență, care indică ordinul de mărime a distanței care separă doi electroni cuplați în sensul teoriei B.C.S. Raportul lor este exprimat de parametrul lui Ginzburg—Landau (1950):

$$k = \frac{\lambda}{\xi\sqrt{2}},$$

Analiza făcută de Abrikosov (1957) a permis identificarea a două tipuri sau spețe de supraconductori, precum și a caracteristicilor lor.

Astfel, *supraconductorii de tip 1 sau „moi"* au parametrul $k < \frac{1}{\sqrt{2}}$ și sînt caracterizați printr-o singură valoare a cîmpului magnetic critic (H_c), care provoacă atît apariția rezistenței electrice, cît și dispariția diamagnetismului perfect al efectului Meissner (pentru probe lungi cu axele paralele cu cîmpul magnetic, figura 1).

Pentru supraconductorul de tipul 1 temperatura critică și cîmpul critic sînt relativ mici, inferioare, respectiv lui 10° K și 2 000 Oe. Toți supraconductorii de tipul 1 cunoscuți sînt elemente în stare pură. La acest tip de supraconductori sediul curentului este în stratul superficial și nu se poate vorbi de o densitate de curent în înțelesul obișnuit.

Cele arătate mai sus și, în special, valorile mici ale lui H_c (tabela 1) nu recomandă supraconductorii de speța 1 ca potriviți utilizării

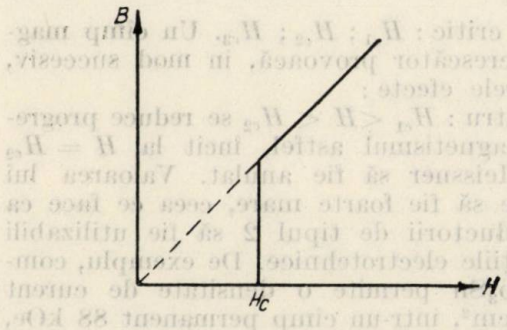


Fig. 1. Caracteristica magnetică a unui supraconductor de speța 1.

Tabela 1

Metale supraconductoare de tip 1*

Nr. crt.	Denumirea metalului	T_c °K	H_c Oe**	H_c $\frac{A}{cm}$ **	Obs
1	Aluminiu	1,19	99	74	
2	Cadmiu	0,56	30	24,0	
3	Galiu	1,09	51	40,7	
4	Hafniu	0,35	—	—	
5	Indiu	3,41	283	226	
6	Iridiu	0,14	~20	—	
7	Lantan α	5	—	—	
8	Lantan β	5,95	1600	1275	
9	Mercur α	4,153	411	328	
10	Mercur β	3,95	340	272	
11	Molibden	1,0	—	—	
12	Niobiu	~9,46	1944	1550	Tip 2; H_{c_2} în stare masivă 2 la 4,20
13	Nioniu***	~9,5	3400	2800	°K H_{c_2} în stare recoaptă la 4,2°K
14	Niobiu***	~9,5	3440	2830	H_{c_2} în stare ecruisată la 4,2°K
15	Niobiu***	~9,5	4100	3260	H_{c_2} pentru fire trase la rece —
16	Osmiu	0,71	65,8	52,5	— 4,2°K
17	Plumb	7,18	803	642	
18	Reniu	1,70	201	161	
19	Ruteniu	0,49	66	52,7	
20	Staniu	3,72	306	244	
21	Tantal	4,48	830	662	
22	Tehnețiu	11,2	—	—	
23	Thaliu	2,39	171	137	
24	Thoriu	1,37	162	129,3	
25	Titan	0,40	100	79,7	
26	Uraniu α	0,6	~2000	~1600	
27	Uraniu γ	1,80	—	—	
28	Vanadiu	5,30	1310	1047	
29	Wolfram	0,11	0,25	0,2	
30	Zinc	0,92	53	42,4	
31	Zirconiu	0,25	47	37,5	

* Lynton, E.A. La Supraconductivité p.9

** 1 Oe $= \frac{10}{4\pi} = 0{,}794 \frac{A}{cm}$; $1 \frac{A}{cm} = \frac{4\pi}{10} = 1{,}256$ Oe

*** Roberts 1963

în electrotehnica curenților tari. În tabelul 1 sînt arătate principalele metale supraconductoare de speța 1 cunoscute în prezent.

Supraconductorii de tipul 2 sau „duri" $\left(k > \frac{1}{\sqrt{2}}\right)$ sînt caracterizați prin trei valori ale cîmpului critic : H_{c1} ; H_{c2} ; H_{c3}. Un cîmp magnetic H crescător provoacă, în mod succesiv, următoarele efecte :

— Pentru : $H_{c1} < H < H_{c2}$ se reduce progresiv diamagnetismul astfel, încît la $H = H_{c2}$ efectul Meissner să fie anulat. Valoarea lui H_{c2} poate să fie foarte mare, ceea ce face ca supraconductorii de tipul 2 să fie utilizabili în aplicațiile electrotehnice. De exemplu, compusul Nb_3Sn permite o densitate de curent de 10^5 A/cm², într-un cîmp permanent 88 kOe, sau un cîmp pulsat de 185 kOe. Rezistența electrică nu scade brusc pentru o valoare precisă a lui T_c și poate varia în limite largi, chiar pe o plajă de 1°K.

Comportarea aceasta este explicată prin „starea mixtă" a supraconductorilor, constituită din domenii supraconductoare, alternînd cu domenii în stare normală. Sediul curentului nu se mai reduce la un strat superficial foarte subțire și acum se poate vorbi de o densitate de curent (fig. 2).

— Pentru $H_{c2} < H < H_{c3}$ starea mixtă se reduce la un strat subțire superficial supraconductor, interiorul fiind în starea normală. La valoarea lui $H = H_{c_3}$ are loc tranziția completă și reapare rezistența electrică.

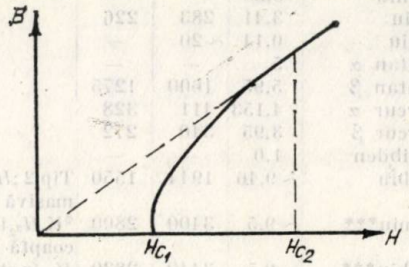


Fig. 2. Caracteristica magnetică a unui supraconductor de speța 2.

Temperaturile critice la supraconductorii de tipul 2 sînt mult superioare, cuprinse între 10°K și 21°K, iar cîmpurile (corespunzătoare lui H_{c2}) pot atinge valori pînă la 400 kOe (tabelul 2). În general, supraconductorii de tipul 2 cu calități superioare, se obțin din aliaje sau combinații intermetalice pe bază de niobiu, însuși acest element fiind un supraconductor de tip 2.

S-a observat că, pentru obținerea valorilor mari ale curentului critic I_c, caracteristică ce interesează în mod special aplicațiile în electrotehnică, materialul supraconductor trebuie să aibă în structură o serie de defecte metalurgice (dislocații în rețeaua cristalină sau precipitate fine). Astfel de defecte se introduc prin tratamentele termice aplicate supraconductorilor de tip 2 și prin bombardamente cu neutroni.

Tabela 2

Cîteva aliaje și combinații intermetalice supraconductoare de tip 2

Nr. crt.	Denumirea materialului supraconductor	T_c °K	H_{c_2} kOe	H_{c_2} kA* / m	Observații
1	Pb 50-Bi	8,4	20	1600	
2	Nb-33 Zr	11,0	80	6380	
3	Nb-25 Zr	9,10	125	9960	
4	Nb-40 Zr	9,5	130	10360	
5	Nb_3Sn	18,4	250	19920	
6	$Nb_3(Al_{30}Ge_{20})$	20,7	400	30880	(realizat în 1969
7	V_3Ga	14,5	250	19920	de Bell-Laboratories și Universitatea din
8	Nb_{44}-Ti	10,0	125	9960	California)

* 1 kOe $= \frac{10^3}{4\pi} \frac{\text{kA}}{\text{m}} = 79{,}7 \frac{\text{kA}}{\text{m}}$.

Supraconductorii la care desfășurarea domeniilor stării mixte este limitată prin defectele introduse, alcătuiesc un caz particular al supraconductorilor de tipul 2 și sînt denumiți, în unele lucrări de specialitate ca supraconductori de tipul 3. Un astfel de material supraconductor cu defecte metalurgice poate avea un curent critic I_c cu 4÷5 ordine de mărime mai mare față de supraconductorul de tip 2 din care provine, pentru un cîmp de ordinul lui 50 kOe (fig. 3).

În prezent, pentru crioelectrotehnică se folosesc astfel de supraconductori care, în general (în literatură și publicațiile comerciale), sînt denumiți tot supraconductori de tip 2 (tab.2).

Existența stării mixte are ca efect și influența orientării cîmpului magnetic față de sensul curentului electric prin supraconductor. Sub

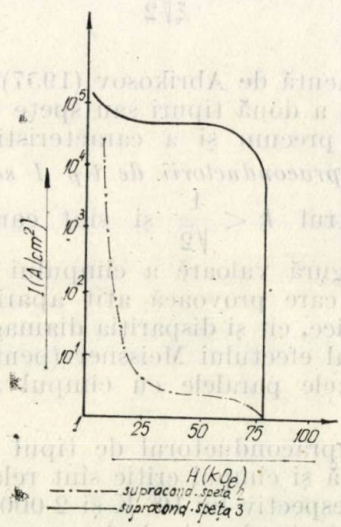


Fig. 3. Dependența densității de curent funcție de variația cîmpului magnetic la supraconductori de speța 2 și de speța 3 din același material.

acțiunea cîmpurilor magnetice transversale pe axul supraconductorului (cazul bobinelor de electromagneți sau de transformatoare), se produce o modificare a dimensiunilor domeniilor stării mixte (unele pe seama celorlalte), astfel încît pentru $H=H_{cT}$ se instalează starea normală în materialul supraconductor. Este vorba de cîmpul transversal critic H_{cT}, care are valori mai mici decît cîmpul critic longitudinal :

$$\left(\frac{1}{2} H_{c2} < H_{cT} < H_{c2}\right).$$

În general, în lucrările de specialitate, cîmpurile critice menționate sînt longitudinale, dacă nu se specifică altfel.

Un aspect deosebit de important pentru electrotehnica temperaturilor joase îl constituie *comportarea supraconductorilor în curent alternativ.*

Supraconductorii de speța 2, deși permit densități de curent colosale, în cîmpuri magnetice foarte puternice, au *dezavantajul, foarte important, că sînt sediul unor pierderi suplimentare mari în curent alternativ.*

Cauzele acestei comportări, precum și mecanismul acțiunii curentului alternativ asupra stării supraconductoare nu este bine cunoscut și rămîne ca obiect pentru cercetarea fundamentală în viitor.

Acest lucru limitează deocamdată utilizarea supraconductorilor la aplicații în curent continuu, deși s-a observat experimental că pierderile suplimentare în c.a. sînt mult mai mici la supraconductorii de speța 1, pentru frecvențe între 50 și 400 Hz și pentru aceleași valori ale cîmpului magnetic.

Încă în stadiul primelor aplicații experimentale ale supraconductorilor, s-a observat că *mărimile critice H_c și I_c ale unei probe scurte din sîrmă supraconductoare sînt mai mari decît acelea ale aceleeași sîrme însă de lungime mare,* mai ales în bobinajele solenoizilor supraconductori.

Cauzele acestei comportări sînt atribuite fenomenelor de „degradare" a sîrmei supraconductoare și „saltului de flux" (flux jumps). Fenomenele de degradare sînt în legătură cu neomogenitatea proprietăților supraconductoare a sîrmei și apar cu atît mai evidente, cu cît cantitatea de sîrmă înfășurată pe bobinaj este mai mare. Fenomenul de „flux jumps" se referă la distribuția curentului în sîrmă supraconductoare.

Astăzi, se știe că atît degradarea, cît și salturile de flux sînt provocate de apariția instabilităților termice locale din sîrmă. Aceste instabilități produc, la rîndul lor, pierderi electrice și magnetice, care, printr-o încălzire locală determină o tranziție, tot locală, a stării supraconductoare. Dacă aceste fenomene nu sînt eliminate se poate produce o contaminare în avalanșă și masa întregului supraconductor, trece în starea normală. Consecințele unei astfel de situații sînt, pe de o parte, degradarea materialului supraconductor, iar pe de altă parte, periclitarea funcționării instalației crioelectrotehnice și o pierdere termică catastrofală.

În general, materialele supraconductoare în stare normală au o rezistivitate mare, de ordinul a 40—50 $\mu\Omega\cdot$cm (a manganinei), în timp ce hiperconductorii uzuali, de exemplu cuprul, au o rezistivitate mai mică cu mai mult decît un ordin de mărime.

Astfel, se poate realiza un cuplaj între un supraconductor și un hiperconductor, de exemplu, încastrînd sîrma supraconductoare într-o masă de cupru, sau depunînd un strat suficient de gros (de ordinul a 10^{-2} mm), pe un suport de cupru sau pe alt hiperconductor.

Operația aceasta de cuplare dintre un supraconductor și un hiperconductor se numește stabilizare, iar conductorul, stabilizat. Un supraconductor stabilizat evită neajunsurile fenomenelor de instabilitate termică, iar stabilizatorul preia atît densitățile suplimentare de curent, care apar la tranziția locală a supraconductorului, cît și căldura datorită pierderilor termice locale. În starea de supraconductibilitate stabilizatorul este scurtcircuitat și întreg curentul trece prin supraconductor.

În prezent se fabrică conductori din sîrme sau panglici supraconductoare stabilizați prin placare cu cupru. Unele dintre metalele sau aliajele lor, care nu prezintă fenomenul de supraconductibilitate, pot deveni interesante pentru crioelectrotehnică și anume, cele cunoscute în literatura de specialitate sub denumirea de hiperconductori (materiale criorezistive).

Hiperconductorii sînt materiale bune conductoare de electricitate și care, la temperatura mediului ambiant au o rezistivitate mică. Cele mai importante dintre aceste materiale sînt aurul, argintul, cuprul și beriliul. Bineînțeles că orice supraconductor, la temperaturi superioare lui T_c, se comportă ca un hiperconductor și din acest punct de vedere este interesant și aluminiul.

Deci, la temperaturile ambiante conductorii clasici ai electrotehnicii : cuprul și aluminiul, ca hiperconductori, rețin într-o anumită măsură interesul și pentru crioelectrotehnică.

Reducerea rezistivității reziduale, în sensul lui Mathissen, se face prin optimizarea celor doi termeni, utilizînd metale de mare puritate și tratamente termice adecvate diminuării defectelor din rețeaua cristalină.

O însușire particulară, care dă prioritate aluminiului ca hiperconductor este magnetorezistența redusă a acestuia în cîmpuri magnetice superioare lui 30 kOe. În tabela 3 este

Rezistivitatea hiperconductorilor uzuali la 4,2°K și raportul $\frac{\rho\ 300°K}{\rho\ 4{,}2°K}$

Tabela 3

Nr. crt.	Denumirea hiperconductorului	$\frac{\rho \text{ la } 300°K}{\rho \text{ la } 4{,}2°K}$	ρ la 4,2°K 10^{-6} Ωcm	Observații
1	Alamă	3	1,75	
2	Cupru ordinar	10	0,171	
3	Cupru pur	50	0,0 213	
4	Cupru recopt	250	0,00 684	
5	Aluminiu rafinat	300	0,0 052	
6	Aluminiu suprarafinat	2 000	0,0 013	
7	Aluminiu uzual electrotehnic (Combinatul Slatina)	50	0,057	stare recoaptă Fe 0,1 % Si0,1 %

arătată influența purității și tratamentelor termice la hiperconductorii uzuali, precum și scăderea rezistivității la 4,2°K față de aceea de la temperatura ambiantă [6, 7, 8]. În figurile 4a, b sînt prezentate aceleași date, obținute experimental de autor la ICPE și IFB*, pentru aluminiu și cupru de uz curent electrotehnic.

4. Materiale electroizolante și magnetice la temperaturi joase

Dezvoltarea crioelectrotehnicii industriale urmărește cu precădere realizarea unor dispozitive și aparate cu mare putere unitară și nominală.

Parte din aceste instalații vor funcționa la tensiuni mai ridicate, iar densitățile mari de curent pot conduce la izolații al căror volum poate deveni dominant în construcțiile crioelectrotehnice.

Rezultă astfel un interes justificat pentru stabilirea caracteristicilor materialelor izolante la temperaturi joase. În general, pînă în prezent, astfel de lucrări s-au făcut mai puțin și literatura de specialitate nu a ajuns încă să elaboreze un sistem unitar de principii pentru utilizarea materialelor electroizolante în noua tehnologie a crioelectrotehnicii.

În principiu, materialele electroizolante cunoscute, destinate electrotehnicii la temperaturi joase, trebuie să-și păstreze sau îmbunătățească principalele proprietăți dielectrice (rigiditatea dielectrică și factorul de pierderi dielectrice).

Dielectrici gazoși și lichizi. Dintre dielectricii în stare fluidă, interesează, în primul, rînd aceia care își păstrează starea de agregare fizică la temperaturile joase. În același timp, acești dielectrici fluizi constituie și mediul criogenic care asigură temperaturile de funcționare pentru aplicațiile crioelectrotehnicii.

În acest context, considerînd performanțele actuale ale materialelor supraconductoare și hiperconductoare, interesează în primul rînd următorii dielectrici : heliul, hidrogenul și azotul.

Rigiditatea dielectricilor criogenici fluizi depinde de starea de agregare fizică, de presiune și înainte de toate de temperatură (tab. 4, 5, 6).

Tabela 4

Dielectrici fluizi. Rigiditatea dielectrică funcție de temperatură și starea de agregare

Nr. crt.	Denumirea dielectricului	T, °K	E, kV/cm		Observații
			stare lichidă	stare gazoasă	
1	Heliu	4,2	180	130	
2	Hidrogen	20,0	270	160	
3	Azot	77,0	280	100	

Tabela 5

Rigiditatea dielectrică la azotul gazos funcție de presiune (după Burnier [14] cu electrozi sferici de 62,2 mm la distanța de 1 mm)

Nr. crt.	Presiunea, bari	T, °K	E, kV/mm	Observații
1	0,5	77	4,8	
2	1,0	77	9,4	
3	2,5	77	14,0	1 bar = 750 mm Hg
4	3,0	77	17,3	
5	5,0	77	27,3	

Tabela 6

Rigiditatea dielectrică la hidrogenul gazos (după Burnier [14], cu electrozi sferici de Ø 0,2 mm la distanța de 1 mm)

Nr. crt.	Presiunea, bari	T = 300°K	T 20°K
		E, kV/mm	E, kV/mm
1	1	1,5	15,8
2	2	3,6	26,4
3	3	5,5	36,5
4	4	6,6	47,1
5	5	8,9	56,5

Din cele expuse rezultă următoarele :

— pentru crioelectrotehnică, dielectricii lichizi sînt limitați în stadiul actual la heliu, hidrogen, azot ;

* I.F.B. Institutul de fizică — București.

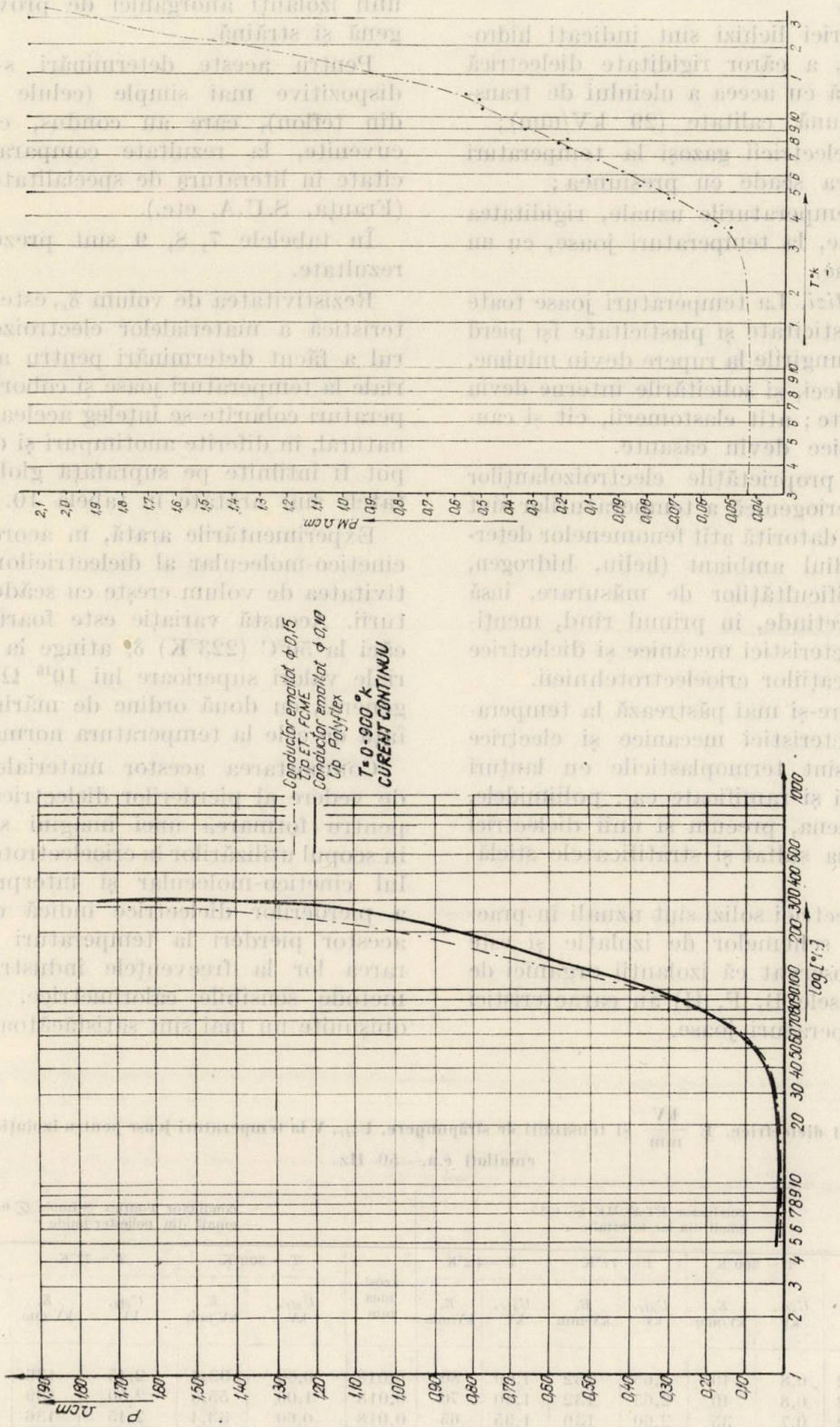


Fig. 4. a) Variația rezistivității cu temperatura la cupru. b) Variația rezistivității cu temperatura la aluminiu-bandă din folie de 0,015 mm.

— pentru aceeași temperatură, rigiditatea dielectrică în faza lichidă este mai mare decît în faza gazoasă (cu circa 35% la heliu și cu 180% la azot),

— ca dielectrici lichizi sînt indicați hidrogenul și azotul, a căror rigiditate dielectrică este comparabilă cu aceea a uleiului de transformator de bună calitate (29 kV/mm);

— pentru dielectricii gazoși la temperaturi joase, rigiditatea scade cu presiunea;

— față de temperaturile uzuale, rigiditatea dielectrică crește, la temperaturi joase, cu un ordin de mărime.

Dielectricii solizi. La temperaturi joase toate noțiunile de elasticitate și plasticitate își pierd semnificația : alungirile la rupere devin minime, contracțiile și, deci, și solicitările interne devin foarte importante ; atît elastomerii, cît și cauciucurile siliconice devin casante.

În prezent, proprietățile electroizolanților solizi în gama criogenică a temperaturilor sînt puțin cunoscute datorită atît fenomenelor determinate de mediul ambiant (heliu, hidrogen, azot), cît și dificultăților de măsurare, însă utilizarea lor pretinde, în primul rînd, menținerea unor caracteristici mecanice și dielectrice acceptabile aplicațiilor crioelectrotehnicii.

Materialele care-și mai păstrează la temperaturi joase caracteristici mecanice și electrice satisfăcătoare, sînt termoplasticile cu lanțuri moleculare lungi și ramificate ca : poliimidele, teflonul, polietilena, precum și unii dielectrici compuși ca hîrtia sulfat și stratificatele sticlă-epoxi.

Astfel de dielectrici solizi sînt uzuali în practica curentă a schemelor de izolație și este interesant de observat că izolanții organici de clasă înaltă (clasele B, F, H) au caracteristici bune și la temperaturi joase.

Autorul a experimentat comportarea la temperaturi joase a izolației conductoarelor emailate fabricate în țară (la FCME), precum și pentru unii izolanți anorganici de proveniență indigenă și străină.

Pentru aceste determinări s-au imaginat dispozitive mai simple (celule de măsurare din teflon), care au condus, cu precauțiile cuvenite, la rezultate comparabile cu cele citate în literatura de specialitate a altor țări (Franța, S.U.A. etc.).

În tabelele 7, 8, 9 sînt prezentate aceste rezultate.

Rezistivitatea de volum δ_v, este o altă caracteristică a materialelor electroizolante. Autorul a făcut determinări pentru aceleași materiale la temperaturi joase și coborîte (prin temperaturi coborîte se înțeleg acelea, care în mod natural, în diferite anotimpuri și diferite locuri, pot fi întîlnite pe suprafața globului). Rezultatele sînt arătate în tabela 10.

Experimentările arată, în acord cu modelul cinetico-molecular al dielectricilor, că și rezistivitatea de volum crește cu scăderea temperaturii. Această variație este foarte accentuată căci la 50°C (223°K) δ_v atinge la aceste materiale valori superioare lui 10^{16} Ω cm, deci, în general, cu două ordine de mărime mai mult față de cele la temperatura normală.

Comportarea acestor materiale, din punct de vedere al pierderilor dielectrice, interesează pentru formarea unei imagini satisfăcătoare, în scopul utilizărilor în crioelectrotehnică. Modelul cinetico-molecular și interpretarea fizică a pierderilor dielectrice indică o reducere a acestor pierderi la temperaturi joase. Măsurarea lor la frecvențele industriale pretinde metode sensibile calorimetrice, căci, punțile obișnuite nu mai sînt satisfăcătoare.

Tabela 7

Variația rigidității dielectrice, E $\frac{kV}{mm}$ și tensiunii de străpungere, U_{str}, V la temperaturi joase pentru izolația conductorilor emailați c.a.—50 Hz

	– conductor ET-FCME ⌀ 0,15 – email din lac tereftalic							– conductor Poliflex S-Imola ⌀ 0,1 – email din poliester-imide						
		T = 300°K		T = 77°K		T = 4,2°K			T = 300°K		T = 77°K		T = 4,2°K	
	gros. mm	U_{str}, kV	E, kV/mm	U_{str}, kV	E, kV/mm	U_{str}, kV	E, kV/mm	grosimea mm	U_{str}, kV	E, kV/mm	U_{str}, kV	E, kV/mm	U_{str}, kV	E, kV/mm
Proba 1	0,02	0,8	40	2,65	132	1,60	80	0,018	0,60	33,4	2,45	136	1,60	89
Proba 2	0,02	0,8	40	2,65	132	1,40	70	0,018	1,00	55,5	2,50	139	1,50	83,5
Proba 3	0,02	0,7	35	2,60	130	1,35	65	0,018	0,60	33,4	2,45	136	1,85	102,5
Valori medii	0,02	0,77	38,5	2,64	132	1,45	72,5	0,018	0,87	48,0	2,46	137	1,65	91,5
E %	–	100 %		352 %		196 %		–	100 %		286 %		191 %	

Tabela 8

Rigiditatea dielectrică E, kV/mm la tensiune alternativă (50 Hz) și continuă pentru unele materiale electroizolante solide, la temperaturi joase. Electrozi plan-sferă cu ∅ 30 mm.

Denumirea dielectricului	Grosime, mm	Tensiune alternativă 50 Hz E, kV/mm					Tensiune continuă E, kV/mm			
		aer	azot		heliu		azot		heliu	
		293° K	lichid 77°K	gazos 77°K	lichid 4,2°K	gazos 4,2°K	lichid 77° K	gazos 77° K	lichid 4,2°K	gazos 4,2°K
a. Politereftalat de etilenă (mylar)	0,1	119	171	99	120	85	210	160	210	150
Polietilenă	0,1	102	155	106	99	70	180	120	180	110
Poliamide (nylon)	0,1	110	127	99	111	73	200	180	240	160
Poliimide (kapton)	0,1	140	198	127	163	127	240	180	260	190
b. Politetrafluoretilenă (PTFE)	0,1	113	114	97	134	99	200	170	230	140
Copolimer de polietilen fluoretilenă și hexafluorpropilenă	0,1	127	134	112	144	114	210	170	220	160
Policlorură de vinil (PVC)	0,1	112	100	77	105	75	100	—	200	150
Hîrtie sulfat	0,1	13	28	18	38	21	60	30	34	40
Țesătură de sticlă impregnată cu teflon	0,1	32	34	70	58	40	50	36	46	30

În tabela 11 sînt prezentate după Bobo și Perrier [9] astfel de determinări. În general, reducerea tg δ cu un ordin de mărime are loc în heliul lichid, fenomen previzibil, căci la această temperatură cei doi termeni principali care determină pierderile dielectrice, oscilațiile dipolilor și conductibilitatea ionică au o acțiune, practic, neglijabilă.

Concluziile referitoare la dielectricii solizi pot fi rezumate astfel:

— La temperaturi joase materialele electroizolante cu proprietăți mecanice și electrice satisfăcătoare sînt din categoria dielectricilor

Tabela 9

Denumirea dielectricului	a, mm	aer la 300°K	azot lichid 77°K
Polietilentereftalat	0,10	123 kV/mm	128 kV/mm
Polietilenă de joasă presiune	0,13	84 ,,	135 ,,
PVC rigid neplastifiat (Franța)	0,10	116 ,,	107 ,,
PVC rigid neplastifiat (RSR)	0,28	56 ,,	48 ,,
Polietilenă (2 straturi)	0,05	175 ,,	216 ,,

Tabela 10

Rezistivitatea de volum ρ_v (Ω cm) pentru unele materiale izolante organice din mase plastice la temperaturi joase și coborîte (Determinările s-au făcut la 100 V c.c. cu electrozi plan-discuri de ∅ 24,2 mm)

Denumirea materialului	Nr. probei	a, mm	T° K				
			293° K	233° K	223° K	213° K	77° K
			ρ_v (Ω cm)				
PET-Polietilen tereftalat (RFG)	1	0,105	$6{,}16.10^{14}$	$2{,}20.10^{16}$	$4{,}10.10^{16}$	$4{,}10.10^{16}$	$4{,}10.10^{16}$
	2	0,105	$7{,}90.10^{14}$	$5{,}50.10^{16}$	$4{,}10.10^{16}$	$4{,}10.10^{16}$	$4{,}10.10^{16}$
	3	0,104	$4{,}28.10^{14}$	6.10^{16}	$4{,}10.10^{16}$	$4{,}10.10^{16}$	$4{,}10.10^{16}$
P.E. Polietilenă de joasă presiune (Franța)	1	0,130	$6{,}4.10^{10}$	$3{,}2.10^{13}$	$9{,}96.10^{13}$	$2{,}2.10^{15}$	$3{,}5.10^{16}$
	—	—	—	—	—	—	—
PVC rigid neplastifiat (Franța)	1	0,100	$8{,}3.10^{13}$	$4{,}60.10^{16}$	$4{,}40.10^{16}$	$4{,}60.10^{16}$	$4{,}60.10^{16}$
	2	0,100	$1{,}62.10^{14}$	$4{,}60.10^{16}$	$4{,}60.10^{16}$	$4{,}60.10^{16}$	$4{,}60.10^{16}$
	3	0,102	$1{,}29.10^{14}$	$4{,}60.10^{16}$	$4{,}60.10^{16}$	$4{,}60.10^{16}$	$4{,}60.10^{16}$
PVC rigid neplastifiat (RSR)	1	0,275	$1{,}34.10^{14}$	$3{,}02.10^{15}$	$1{,}6.10^{16}$	$1{,}6.10^{16}$	$1{,}6.10^{16}$
	2	0,275	$1{,}60.10^{14}$	$1{,}18.10^{15}$	$1{,}6.10^{16}$	$1{,}6.10^{16}$	$1{,}6.10^{16}$
	3	0,275	$7{,}06.10^{11}$	$6{,}66.10^{15}$	$1{,}6.10^{16}$	$1{,}6.10^{16}$	$1{,}6.10^{16}$

organici termoplastici, în număr relativ redus, cei mai importanți fiind : politereftalatul de etilenă (mylar), politetrafluoretilena (teflon PTFE), copolimerul de tetrafluoretilenă și și hexafluorpropilenă (teflon, FEP), poliimidele kapton), poliamidele (nylon).

Tabela 11

Variația pierderilor dielectrice la temperaturi joase pentru cîteva materiale electroizolante uzuale, din mase plastice

Denumirea materialului	tgδ			
	500 Hz metoda clasică cu punte			50 Hz metoda calorimetrică
	293°K	77°K	4,2°K	4,2°K
Politereftalat de etilenă (mylar)	4.10^{-3}	10^{-3}	$1,8.10^{-4}$	$2,1.10^{-4}$
Copolimer de tetrafluor etilenă și hexafluor propilenă (teflon FEP)	10^{-4}	2.10^{-4}	10^{-5}	3.10^{-5}
Politetrafluoretilenă (PTFE-teflon)	10^{-4}	5.10^{-5}	10^{-5}	—
Poliimide (kapton)	3.10^{-3}	2.10^{-3}	3.10^{-4}	—

— Caracteristicile dielectrice ale materialelor electroizolante la temperaturi joase (rigiditatea dielectrică, tg δ și rezistivitatea de volum) se îmbunătățesc, în general, în mod substanțial.

— Dielectricii solizi se supun regulii creșterii rigidității cu scăderea temperaturii, avînd un maxim între 77°K și 20°K, pentru a scade din nou la temperatura heliului lichid. Există și cazul invers cînd rigiditatea dielectrică scade cu temperatura (policlorura de vinil) și explicația poate fi în prioritatea structurii vitroase în constituirea materialului, structură care, la temperaturi joase, acceptă microfisuri, sediu de descărcări parțiale, ce conduc la străpungerea materialului.

În cazul rigidității dielectrice este dificil de separat proprietățile materialului de cele ale lichidului criogenic de imersie. *Se poate afirma că proprietățile dielectrice ale lichidului criogenic devin un factor intrinsec al străpungerii dielectricului.* Astfel, rigiditatea dielectrică pentru materiale electroizolante trebuie considerată, în acest context : material electroizolant — lichid criogenic.

Rezistivitatea de volum capătă repede valori mai mari cu două ordine de mărime (la —50°C) față de temperaturile normale.

Materiale magnetice. Pentru aplicațiile crioelectrotehnicii este de dorit ca materialele magnetice să aibă, la temperaturi joase, inducție magnetică mare, cîmp coercitiv și pierderi magnetice mici.

În cadrul ICPE autorul a experimentat la 77°K și la 4,2°K două materiale uzuale în electrotehnica clasică, și anume alsifer (aliaj sinterizat cu 5,6% Al 9,5% Si și 84,9%Fe) și ferosiliciu (tablă silicioasă de 0,5 mm cu 1,3% Si). Curbele de magnetizare obținute sînt arătate în figurile 5a și 5b, iar pierderile magnetice în figura 6.

Concluziile în urma acestor experimentări sînt următoarele :

Modificarea proprietăților materialelor magnetice la temperaturi joase este mai puțin importantă decît aceea observată la materialele conductoare sau electroizolante.

— Inducția magnetică poate să scadă sau să crească la temperaturi joase, la materiale diferite (la ferosiliciu scade). Aceste variați sînt relativ reduse (de ordinul a 25% în regiunea de curbă anterioară saturației). Un criteriu indicat de autor al acestei comportări este coeficientul de temperatură al permeabilității $C_{T(\mu)}$ [10], și anume :
Cînd $C_{T(\mu)} > 0$, inducția variază în același sens cu temperatura ;

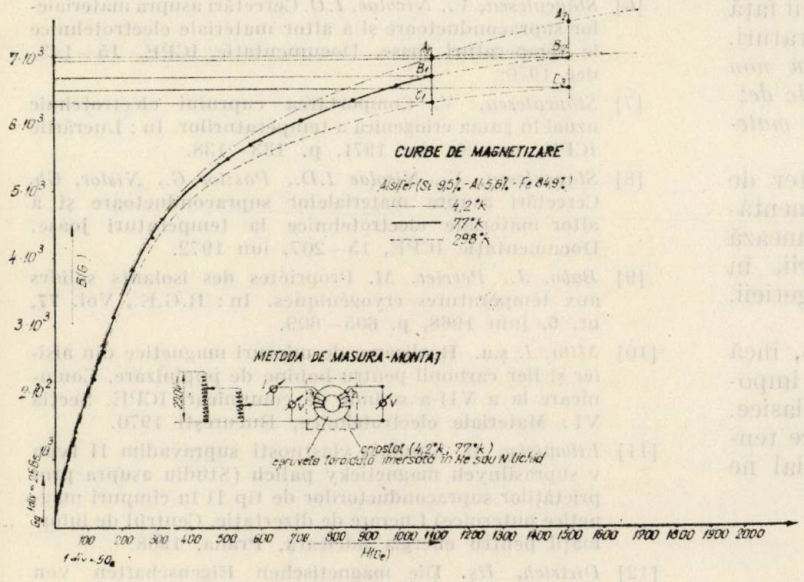
$C_{T(\mu)} < 0$, inducția variază în sens invers cu temperatura.

— În curent alternativ pierderile se mențin și cresc. De exemplu, în c.a. la 50 Hz ele sînt mai mari cu circa 40% la 77° K decît la 300°K pentru fero-siliciu la o inducție de 15 000 Gs și cu circa 45% la alsifer la 4,2°K față de 300°K, la o inducție de 10 000 Gs.

— Acestea sînt două aspecte ale materialelor magnetice uzuale în electrotehnică : inducție magnetică redusă, pierderile magnetice mărite, limitează sau chiar interzic în multe cazuri utilizarea lor în aplicațiile crioelectrotehnicii.

În acest fel, electromagneții vor fi fără miez feromagnetic, iar pentru criotransformatoare se va căuta ca miezul să fie menținut la temperatura ambiantă, lucru care implică dificultăți constructive.

Din punct de vedere al unor materiale specifice utilizării la temperaturi joase, în stadiul actual, se cunosc și metariale magnetice supraconductoare propriu-zise. O primă serie de aplicații sînt datorate efectului Meissner-Ochsenfeld și supraconductorii de speța 1 pot fi utilizați pentru ecranări magnetice în straturi foarte subțiri, cu grosimi de circa 1 μm, spre deosebire de ecranarea magnetică cu materiale feromagnetice care pretind grosimi mari.



a)

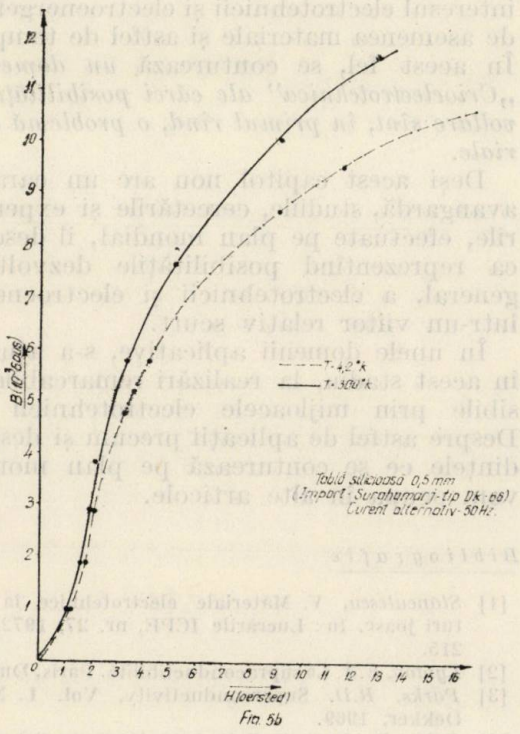


Fig. 5b

b)

Fig. 5. a) Variația curbei de magnetizare pentru alsifer la temperatura de 4,2°K; 77°K; 298°K.
b) Variația curbei de magnetizare pentru ferosiliciu la 4,2°K și 300°K (determinări experimentale).

Ecranarea cu supraconductori, aplicată la suprimarea fluxului de dispersie la magneții permanenți, permite construirea unor magneți de circa 100 ori mai ușori decît magneții clasici, cu un același cîmp în întrefier [11].

O a doua serie de aplicații o constituie realizarea de magneți permanenți din supraconductori de speța 2.

Această categorie de materiale supraconductoare permite preluarea și cumularea unor

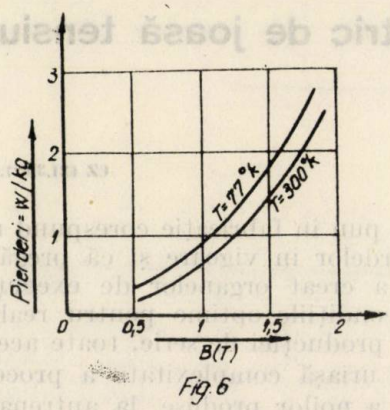


Fig. 6

Fig. 6. Variația pierderilor magnetice la 77°K și 300°K la ferosiliciu (a de 0,35 mm).

cîmpuri magnetice puternice și menținerea lor în mod permanent (în stare de supraconductibilitate).

Dietrich [12] menționează, pentru astfel de magneți permanenți supraconductori, valori de ordinul a 10^5 kOe, pentru inducția maximă a curbei de magnetizare. Spre deosebire de magneții permanenți feromagnetici, la care fluxul

ΔB la 4,2°K, față de valorile lui B la 77°K și 298°K

H, (Oe)	ΔB%	
	față de 77°K	față de 298°K
1 000	3,7	11,2
1 500	7,9	15,4

ΔB la 77°K față de valorile lui B la 298°K

H, (Oe)	ΔB%
	față de 77°K
1 000	7,2
1 500	6,9

reținut este proporțional cu volumul, pentru magnetul permanent supraconductor forma avantajoasă este a unui cilindru gol, care reține fluxul remanent în interior.

5. Concluzii

— Comportarea la temperaturi joase a materialelor electrotehnice, în general, și a celor supraconductoare, în special, pune în evidență

interesul electrotehnicii și electroenergeticii față de asemenea materiale și astfel de temperaturi. În acest fel, se conturează *un domeniu nou „Crioelectrotehnica" ale cărei posibilități de dezvoltare sînt, în primul rînd, o problemă de materiale.*

Deși acest capitol nou are un caracter de avangardă, studiile, cercetările și experimentările, efectuate pe plan mondial, îl desemnează ca reprezentînd posibilitățile dezvoltării, în general, a electrotehnicii și electroenergeticii, într-un viitor relativ scurt.

În unele domenii aplicative, s-a ajuns, încă în acest stadiu, la realizări remarcabile, imposibile prin mijloacele electrotehnicii clasice. Despre astfel de aplicații precum și despre tendințele ce se conturează pe plan mondial ne vom ocupa în alte articole.

Bibliografie

[1] *Stănculescu, V.* Materiale electrotehnice la temperaturi joase. In : Lucrările ICPE, nr. 27, 1972, p. 197—215.

[2] *Lynton, E.A.* La supraconductibilité. Paris, Dunod, 1964.

[3] *Parks, R.D.* Superconductivity, Vol. 1. New-York, Dekker, 1969.

[4] *Balla, D., Deutsch, R.V.* Introducere în fizica temperaturilor joase, București, Ed. Acad. 1970.

[5] *Kittel, C.* Introducere în fizica corpului solid (ed. IV. 1971), București, Ed. tehnică, 1972.

[6] *Stănculescu, V., Nicolae, I.D.* Cercetări asupra materialelor supraconductoare și a altor materiale electrotehnice la temperaturi joase. Documentație ICPE, 15—143, dec 1970.

[7] *Stănculescu, V.* Comportarea cuprului electrotehnic uzual în gama criogenică a temperaturilor. In : Lucrările ICPE, nr. 26, dec. 1971, p. 133—138.

[8] *Stănculescu, V., Nicolae I.D., Pasztor, G., Nistor, Gh.* Cercetări asupra materialelor supraconductoare și a altor materiale electrotehnice la temperaturi joase. Documentație ICPE, 15—207, iun 1972.

[9] *Babo, J., Perrier, M.* Propriétes des isolants solides aux températures cryogéniques. In : R.G.E., Vol. **77**, nr. 6, juin 1968, p. 605—609.

[10] *Milu, I.* ș.a. Realizarea de miezuri magnetice din alsifer și fier carbonil pentru bobine de pupinizare. Comunicare la a VII-a sesiune de comunicări ICPE. Secția VI : Materiale electrotehnice, București 1970.

[11] *Litomisky, M.* Studium vlastnosti supravadim II typu v suprasilnych magneticky palich (Studiu asupra proprietăților supraconductorilor de tip II în cîmpuri magnetice puternice) Lucrare de dizertație. Centrul de informații pentru energia nucleară, Praha, 1968.

[12] *Dietrich, Hş.* Die magnetischen Eigenschaften von Supraleitern. În : E.T.Z.—A, nr. 26, dec 1965, p. 833—839.

[13] *Catteral, A.J.* Superconductying materials and their engineering applications. In : Contemp. Phys. Vol. **12**, nr. 5, 1971, p., 495—544.

[14] *Burnier, P., Moreau, J.* Etude des diélectriques aux températures de l'hidrogene liquide. In : R.G.E. Vol. **77**, nr. 6, juin 1968, p. 600—604

Intrat în redacție la 7.X.1974

APARATAJ ELECTRIC DE JOASĂ TENSIUNE
PLAN DE PROIECTARE
DRUM CRITIC
PLAN DE ASIMILARE

Programarea asimilării aparatajului electric de joasă tensiune cu ajutorul metodei drumului critic

GH. COSMIN și IULIAN SVASTA * — BUCUREȘTI

CZ 621.3.027.2 .621.316.319

Evoluția rapidă a progresului tehnic și în domeniul aparatajului electric de joasă tensiune cere ca asimilării noilor produse, la un nivel cît mai înalt și într-un ritm cît mai rapid, să i se acorde o importanță deosebită. Cerințele mereu sporite impuse aparatelor electrice în ceea ce privește performanțele electrice și mecanice, longevitatea, fiabilitatea și mentenabilitatea, rezistența la medii agresive, securitatea operatorilor, estetica etc., în paralel cu cerințele de înaltă productivitate, gabarit redus și consum minim de materiale, necesitatea asigurării tuturor garanțiilor că aparatele ce se pun în fabricație corespund normelor și standardelor în vigoare și că pregătirea fabricației a creat organelor de execuție și de control, condițiile optime pentru realizarea și controlul producției de serie, toate acestea conduc la o uriașă complexitate a procesului de asimilare a noilor produse, la antrenarea unui mare număr de compartimente, la necesitatea întocmirii unui imens volum de documente, la o durată mare a asimilării. Se impune, deci, o foarte bună organizare a procesului de asimilare, în vederea coordonării tuturor acțiunilor, urmăririi sistematice a tuturor fazelor, reducerii, pe cît posibil, a duratei de asimilare. Aplicarea metodei drumului critic poate constitui și pentru asimilarea aparatelor de joasă tensiune o cale de atingere a acestor obiective.

* Ing. *Gh. Cosmin* este șeful secției de cercetare-proiectare pentru aparataj electric de joasă tensiune, iar *Iulian Svasta* este inginer principal în serviciul de organizare a producției și muncii din întreprinderea Electroaparataj—București.

1. Structura ciclului de asimilare

Esențială pentru coordonarea procesului de asimilare este, în primul rînd, determinarea completă și amănunțită a structurii sale, ceea ce necesită descompunerea întregului proces în elementele sale componente, pînă la detalierea amănunțită a tuturor fazelor elementare, evaluarea volumului de muncă necesar fiecărei faze, estimarea duratei fiecărei faze și, în sfîrșit, gruparea fazelor în etape cu o anumită finalitate, care pot fi identificate în cadrul unui compartiment responsabil. În această idee întregul ciclu de asimilare a fost descompus în etape, fiecare conținînd un anumit număr de faze, în total 18 etape cu 84 de faze. În descompunerea etapelor în faze s-a luat în considerare un grad optim de detaliere.

Divizarea etapelor într-un număr prea mare de faze ar fi însemnat, pe de o parte, o complicare inutilă cu consecințe negative asupra posibilităților de aplicare operativă, iar pe de altă parte nediferențierea unor faze de sine stătătoare ar fi însemnat neevidențierea unor posibilități reale și a unor rezerve însemnate de reducere a duratei de asimilare prin suprapunerea fazelor și etapelor. Din aceste considerente s-a obținut structuraprezentată în anexa 1, în care s-au codificat toate etapele și fazele.

Ca urmare a multitudinii relațiilor de dependență în timp între diferitele faze și, în spațiu, între diferitele compartimente este accentuat și riscul apariției unui element perturbator. O perturbare în cadrul acestor relații poate avea efecte negative asupra evoluției întregului proces și, din această cauză, este deosebit de importantă atît semnalarea operativă a acestor inerente perturbări, cît și luarea măsurilor de anihilare a lor. Complexitatea deosebită pe care o are asimilarea unui nou aparat electric, implică parcurgerea acestor 84 de faze în cadrul a 13 compartimente, care răspund efectiv sau colaborează la realizarea activităților. În vederea evitării întîrzierilor și pierderilor de ritm care apar, în mod inevitabil, în cazul unei programări empirice și în absența unei viziuni globale a întregului proces, se impune utilizarea unei metode științifice de programare și urmărire, care să ofere o perspectivă completă și sugestivă asupra evoluției în timp a procesului și care să permită, totodată, o reglare permanentă și operativă a eventualelor abateri apărute.

Procedeul cel mai indicat în acest caz este metoda drumului critic, bazată pe o reprezentere sub formă de graf a procesului analizat.

2. Estimarea duratei fazelor componente

Pentru organizarea ciclului de asimilare, cu ajutorul metodei drumului critic, este necesară estimarea cu suficientă precizie a duratei fiecărei faze.

În aprecierea acestor durate s-au luat în considerare doi factori de influență, și anume: complexitatea produsului și numărul de repere specifice.

Primul factor ține seama de gradul diferit de dificultate în proiectare în funcție de tipul aparatului și de gradul de originalitate (tab. 1).

Al doilea factor ține cont de volumul lucrărilor prin luarea în considerație a unui element de proporționalitate și anume numărul de repere specifice. Numărul poate ajunge, pentru un aparat electric de joasă tensiune, la maximum 300.

Complexitatea *Tabelul 1*

Tipul aparatului / Natura asimilării	Static	Cu manevrare manuală	Cu manevrare electrică Cu acționare automată
Adaptări, licențe, variante	1	2	3
Concepție proprie	2	3	4

În baza acestor doi factori de influență s-a elaborat un normativ în care s-a precizat în general durata fiecărei faze, printr-o relație de tipul $a + bn$,

a fiind o valoare independentă de numărul n de repere și b fiind un factor al numărului n de repere specifice.

Din numărul total de faze, durata celor mai multe este, practic, independentă de numărul de repere specifice; în acest caz $b = 0$.

În anexa 1 sînt prezentate valorile duratelor pentru fiecare fază componentă a ciclului de asimilare.

3. Utilizarea metodei drumului critic

Informația de intrare utilizată la întocmirea unui program de desfășurare a procesului de asimilare este alcătuită din graful G și mulțimea duratelor activităților:

$$I = [G, t_{ij}].$$

3.1. Construcția grafului. Pentru a utiliza denumirile consacrate, întregul proces de asimilare a aparatelor electrice este denumit în cele ce urmează „proiect", iar fazele componente „activități".

Construcția grafului s-a realizat în conformitate cu teoria grafurilor aplicată la analiza drumului critic.

Fiecare activitate componentă a proiectului respectiv este reprezentată printr-un arc, un eveniment fiind reprezentat printr-un nod; de exemplu, activitatea „Elaborarea proiectului" se reprezintă astfel (fig. 1a).

Nodul x_i reprezintă evenimentul de început, iar x_j, evenimentul de încheiere a activității P_{ij}.

În cazul în care o anumită activitate nu poate începe decît după terminarea uneia sau

mai multor alte activități, reprezentarea grafică se face ca în figura 1b.

Se consideră prin aceasta că recepția seriei zero (*SOz*) este condiționată de existența dosarului de

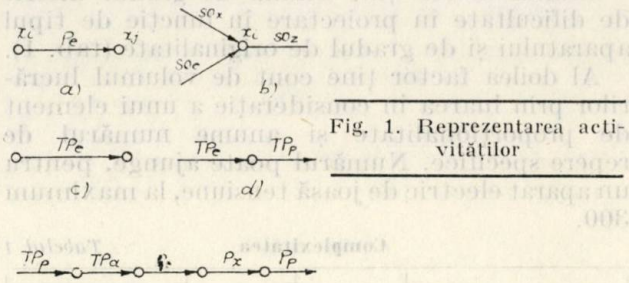


Fig. 1. Reprezentarea activităților

omologare (*SOx*) și de execuția fizică (*SOe*). În acest caz nodul x_i reprezintă evenimentul „terminarea activităților *SOx* și *SOe*".

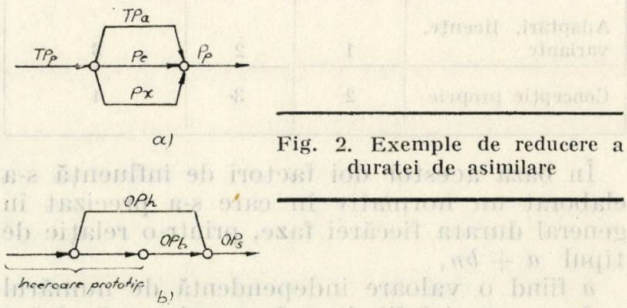


Fig. 2. Exemple de reducere a duratei de asimilare

Pentru a permite o reprezentare corectă a tuturor interdependențelor diferitelor activități s-au introdus și unele activități fictive (desenate cu linie subțire), care au durată nulă, și unele activități care reprezintă niște așteptări și care nu au o semnificație reală, ele fiind notate pe graf cu linie mijlocie fără simbol. În vederea construirii grafului și în scopul determinării duratei totale a întregului proiect s-au luat în considerare toate cele 18 etape principale cu fazele componente.

Momentul inițial al întregului proiect este reprezentat de evenimentul de începere a activității „elaborarea temei de proiectare" din cadrul etapei „temă de proiectare" (fig. 1c).

Urmează apoi activitatea de prezentare a temei de proiectare (fig. 1 d). După aceasta se poate începe „elaborarea proiectului" și „elaborarea documentelor anexe". Reprezentarea ar arăta ca în figura 1 e.

La o analiză mai atentă se constată însă că activitatea *Pe* poate începe după terminarea activității *TPp*, existînd toate elementele necesare pentru elaborarea proiectului; în paralel urmează să se obțină și aprobarea de la beneficiari pentru tema de proiectare și să se elaboreze și documentele anexe *Px* (de eventualele observații sau modificări solicitate de beneficiari se va ține cont pe parcursul elaborării proiectului). În felul acesta se obține o reducere considerabilă de timp (fig. 2a).

Astfel de exemple se regăsesc și în cadrul altor etape.

Aceste situații de devansare prezintă însă două aspecte asupra cărora trebuie să ne oprim. Primul aspect este acela că orice devansare prezintă un oarecare risc: de refacere a unor lucrări, de modificare sau chiar de rebutare a unor scule etc., toate reflectîndu-se în ultimă instanță în niște pagube materiale mai mult sau mai puțin concretizabile și imputabile. Al doilea aspect este cel al legalității, în unele cazuri devansările posibile fiind interzise prin dispoziții legale. Astfel, de exemplu, lansarea în fabricație (*PFl*) nu se poate face decît după aprobarea prețului de vînzare, care la rîndul lui nu se poate obține decît după primirea certificatului de omologare a seriei zero. Respectarea strictă a acestor dispoziții legale duce la întîrzierea procesului de asimilare cu cîteva luni.

În grafurile întocmite s-a ținut seamă de aceste aspecte, s-au redus cît mai mult riscurile probabile, dar ele nu au putut fi eliminate total pentru a nu se ajunge la durate nejustificat de mari ale asimilării.

Un procedeu similar de scurtare a duratei proiectului este fragmentarea unei activități, pentru a permite demararea alteia care nu este condiționată decît de o parte din activitatea precedentă. De exemplu, convocarea factorilor interesați la ședința de omologare *OPh* se poate face înainte de terminarea completă a încercărilor, cînd se întrevede un rezultat favorabil (fig. 2b).

Utilizînd procedeele de mai sus, s-a construit graful — cadru G_1 prezentat în *anexa 3*, care este alcătuit dintr-un număr de 66 de noduri și 94 de arcuri. În graf nu s-au prins activitățile corespunzătoare etapei studiu tehnico-economic care se realizează întotdeauna în comun pentru mai multe produse și cu mult timp înainte de începerea proiectării.

Cazul prezentat este un caz general. În unele situații, destul de frecvente în practică, nu trebuie parcurse toate activitățile. De exemplu nu întotdeauna se realizează și model funcțional și prototip, iar în alte cazuri — mai rare — se poate trece direct la execuția seriei zero. În felul acesta s-au obținut prin eliminarea unor activități, subgrafurile corespunzătoare celor 2 cazuri: G_2 asimilare fără model funcțional și utilaj minimal; G_3 asimilare în fază unică (fără prototip).

3.2. Determinarea evenimentelor. Pentru duratele activităților s-au luat în calcul valorile precizate în *anexa 1.* Cu algoritmul de calcul uzual pentru metoda drumului critic, s-au determinat pentru fiecare nod cei 2 timpi și anume termenul cel mai apropiat de realizare a evenimentului respectiv (t_i) și termenul cel mai îndepărtat (t_i^*). Cunoscîndu-se acești termeni, s-au putut determina activitățile care compun drumul critic reprezentat pe graf cu linie groasă.

Prezentăm mai jos un exemplu de calcul al drumului critic:

Pentru un nod oarecare, notat cu x_{22} (nodul din care începe activitatea PP_z), în cazul unui produs de complexitatea 2 și varianta cu asimilare completă, s-au calculat cei 2 timpi t_i și t_i^* cu relațiile :

$$t_i = \max (t_h + t_{hi}) \text{ și}$$
$$t_i^* = \min (t_j - t_{ij})$$

$t_{22} = \max (t_{16} + t_{16:22} ; t_{17} + t_{17:22} ; t_{19} + t_{19:22} ; t_{21} + t_{21:22})$

$t_{22}^* = \min (t_{23} - t_{22:23})$,

în care nodurile : x_{16} ; x_{17} ; x_{19} ; x_{21} și x_{23} sînt conexe nodului x_{22}.

$t_{22} = \max [(70+n)+10 ; (70+n)+56; (120+n)+ + (10 + 0{,}4n); 57 + 5] = 130 + 1{,}4n.$

$t_{22} = \min [(132 + 1{,}4n) - 2] = 130 + 1{,}4n.$

Aceste calcule s-au făcut pentru toate nodurile x_i, $i = 1, 2, \ldots, 67$. Nodurile pentru care $t_i = t_i^*$ reprezintă evenimente critice, iar drumul determinat de aceste noduri reprezintă drumul critic.

În graf (anexa 3) s-a trecut numai termenul cel mai apropiat de realizare a evenimentelor, în funcție de numărul n de repere specifice. Durata în zile lucrătoare se obține cu relația $a + bn$, în careu fiind trecute valorile a și b pentru cele 3 complexități uzuale (2, 3 și 4) (fig. 3).

Pentru complexitatea 2 de exemplu, momentul de încheiere a activității PP_p are loc la timpul $t = 138 + 1{,}4n$.

3.3. Calculul intervalelor de timp. Din punctul de vedere al utilizatorului acestui procedeu de planificare și urmărire a realizării etapelor de asimilare a aparatajului electric, nu este întotdeauna suficientă cunoașterea intervalului de timp dintre un eveniment oarecare și

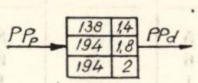


Fig. 3. Careu cu datele de calcul al termenului etapei.

momentul inițial al proiectului respectiv. De multe ori este necesar să se cunoască intervalul de timp dintre o anumită activitate și oricare alta, în special pentru cele 17 activități principale care sînt urmărite prin planurile oficiale și interne.

Dacă notăm evenimentele care reprezintă încheierea acestor activități cu e_i, unde $i = 1, 2, \ldots 17$ avem (fig. 4) :

$t_{ij} = e_i - e_j$ cu $i, j = 1, 2, \ldots, 17$.

Aceste calcule s-au efectuat la fiecare graf pentru toate cele 17 activități importante, obținîndu-se matricele intervalelor de timp respective. În anexa 2 se prezintă matricea *M1* pentru graful cadru corespunzător variantei de asimilare complete. De exemplu, intervalul de timp între activitățile *OPb* și *PFz* se găsește în matricea *M1* la intersecția liniei *OPb* cu coloana *PFz* în dreptul complexității respective. Cunoscînd numărul de repere specifice n, se obține intervalul de timp în zile.

De exemplu, pentru $n = 100$ și complexitatea 4, durata *OPb*, $PFz = 295 + 1{,}9\ n = 295 + 1{,}9 \cdot 100 = 485$ zile.

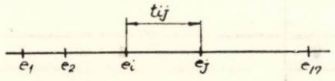


Fig. 4. Calculul intervalelor de timp.

4. Concluzii

Eficiența economică a aplicării metodei drumului critic constă în :

— planificarea corectă, științifică, a fazelor de asimilare ;

— buna organizare și coordonare a activității de asimilare în numeroasele compartimente care concură la această activitate ;

— reducerea duratei de asimilare cu 15—20%, ca rezultat direct și indirect al aplicării metodei. În multe cazuri în care se manifestă scăderea desfacerii, ca urmare a menținerii în fabricație a unor produse depășite, reducerea duratei de asimilare a produselor noi se reflectă într-o creștere substanțială a volumului producției (fig. 5).

Relația $\Delta Q = T\Delta t\, \Sigma k_i P_i$, în care T este durata medie de asimilare, Δt — reducerea procen-

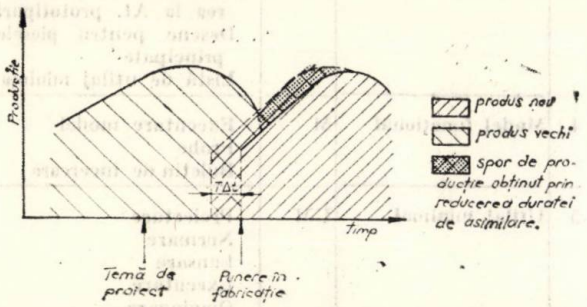


Fig. 5. Creșterea volumului producției prin reducerea duratei de asimilare.

tuală a acesteia, P_i — producția anuală a produselor respective și k_i — coeficientul subunitar care ține seamă de dinamica relativă a scăderii producției produsului vechi și a creșterii producției produsului nou, permite calcularea creșterii volumului de producție în perioada T.

Pentru cazurile uzuale, creșterea anuală de producție $\frac{\Delta Q}{T}$ reprezintă 6 — 10% din volumul de producție ΣP_i al produselor înnoite.

La „Electroaparataj", metoda drumului critic a fost aplicată la întocmirea planului de asimilări produse noi pe anul 1975 și pe perioada 1976—1980. De asemenea, ea este folosită cu rezultate bune de către atelierele de proiectare în activitatea curentă de planificare și urmărire a fazelor de asimilare.

Aplicarea metodei a contribuit la reducerea duratelor de asimilare a noilor produse și, pentru unele produse, la creșterea volumului producției.

Structura procesului de asimilare şi durata fazelor *Anexa 1*

Nr. crt.	Etapa	Simbol	Faze componente	Simbol	Unitatea respectivă	Durata în zile lucrătoare			
						complexitate 1/2		complexitate 3/4	
						a	b	a	b
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	Studiu tehnico-economic	ST	Documentare şi analiză marketing	STdm	At. proiectare	13	—	20	—
			Elaborare	STe	,,	30	—	40	—
			Prezentarea în CTI şi CTE	STp	,,	6	—	6	—
			Ancheta externă	STh	B. Norme — Standarde	25	—	25	—
			Şedinţa de discutare cu factorii interesaţi	STs	,,	1	—	1	—
			Avizarea de către CTE	SGv	At. proiectare	6	—	6	—
			Obţinerea aprobării de la CIEA (MICMUE)	STa	B. Norme — Standarde	25	—	25	—
2	Temă de proiectare	TP	Elaborare	TPe	At. proiectare	10	—	15	—
			Prezentarea în CTI şi CTE	TPp	,,	6	—	6	—
			Obţinerea aprobării de la beneficiari	TPa	,,	15	—	15	—
3	Proiect	P	Elaborare	Pe	At. proiectare	10	0,4/0,6	15	0,8/1
			Elaborarea documentelor anexe	Px	,,	13	—	19	—
			Prezentarea în CTI şi CTE	Pp	,,	6	—	6	—
			Definitivarea şi predarea la At. prototipuri	Pd	,,	5	—	8	—
			Desene pentru piesele principale	Pq	,,	10	—	15	—
			Listă de utilaj minimal	Pu	,,	5	—	8	—
4	Model funcţional	M	Executare model	Me	Prototipuri	10	0,4	20	0,5
			Probe	Mi	Laborator	20	—	40	—
			Buletin de încercare	Mb	Laborator	3	—	5	—
5	Utilaj minimal	UM	Proiectare	UM_q	At. proiectare	12	—	19	—
			Normare	UM_n	,,	3	—	4	—
			Lansare	UM_l	,,	1	—	2	—
			Executare	UMe	Sculărie	50	—	50	—
			Omologare	UMo	Sculărie	6	—	6	—
6	Normă internă	NI	Elaborare proiect	NI_q	B. Norme — Stand.	5	—	8	—
			Ancheta internă	NI_{hi}	,,	6	—	6	—
			Sinteza observaţiilor	NI_y	,,	1	—	1	—
			Şedinţa de colectiv intern	NI_{si}	,,	6	—	6	—
			Redactarea I-a	NI_{ri}	,,	3	—	5	—
			Ancheta externă	NI_h	,,	25	—	25	—
			Şedinţa de colectiv extern	NI_s	,,	1	—	1	—
			Redactarea a II-a	NI_r	,,	3	—	5	—
			Redactarea finală (după OP)	NI_d	,,	2	—	4	—
			Fişa de indicatori economici	NI_f	Contabilitate	15	—	15	—
			Obţinerea aprobării de la CIEA (M.I.C.M.U.E.)	NI_a	B. Norme — Standarde	25	—	25	—
7	Prototip	PP	Executare	PP_e	Prototipuri	10	0,4	20	0,5
			Întocmire dosar omologare PP	PP_x	At. Proiectare	10	—	15	—
			Recepţie	PP_z	C.T.C.	2	—	3	—
			Prezentare în CTI şi CTE	PP_p	At. Proiectare	6	—	6	—
			Definitivare şi predare la laborator	PP_d	Prototipuri	5	—	8	—
8	Încercare prototip	IP	Probe	IP	Laborator	20	—	40	—

(Continuare anexa 1)

Nr. crt.	Etapa	Simbol	Faze componente	Simbol	Unitatea respectivă	Durata în zile lucrătoare			
						Complexitate 1/2		Complexitate 3/4	
						a	b	a	b
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
9	Omologare prototip	OP	Buletin de încercare	OP_b	Laborator	3	—	6	—
			Convocare factori interesaţi	OP_h	N. Norme — Stand.	15	—	15	—
			Şedinţa de omologare	OP_s	,,	1	—	1	—
			Obţinerea avizului IGSCCP	OP_v	,,	25	—	35	—
			Obţinerea certificatului de omologare	OP_a	,,	25	—	25	—
10	Documentaţie de proiectare	DP	Desene şi borderouri inclusiv control STAS	DP_q	At. proiectare	10	0,3	15	0,4
			Listă de utilaj	DP_u	,,	5	—	8	—
			Fişa de croire	DP_j	,,	4	—	6	—
			Fişe tehnologice	DP_t	,,	6	0,2	9	0,2
			Norma de consum	DP_w	B. Norme consum	7	—	10	—
			Instrucţiuni tehnologice de fabricaţie	DP_{tf}	At. proiectare	5	—	8	—
			Instrucţiuni tehnologice de control	DP_{tc}	,,	5	—	8	—
			Norme de timp	DP_n	Pers. Inv. Sal.	2	0,1	3	0,1
			Fişa de indicatori economici	DP_f	Contabilitate	15	—	15	—
			O.F. pentru seria zero	DP_{of}	At. proiectare	2	—	2	—
11	Instrucţiuni de exploatare	I.E.	Elaborare şi predare la aprovizionare	IE_e	At. proiectare	5	—	8	—
			Tipărire	IE_{tp}	Aprovizionare	75	—	75	—
12	Utilaj	U	Proiectare	U_q	At. proiectare	25	—	40	—
			Normare	U_n	,,	6	—	10	—
			Lansare	U_l	,,	2	—	2	—
			Executare	U_e	Sculărie	55	—	90	—
			Omologare	U_0	,,	6	—	6	—
13	Autoutilare	AU	Proiectare	AU_q	At. proiectare	50	—	75	—
			Normare	AU_n	,,	6	—	10	—
			Lansare	AU_l	,,	2	—	2	—
			Executare	AU_e	Autoutilare	100	—	150	—
			Omologare	AU_0	,,	6	—	6	—
14	Serie zero	SO	Executare	SO_e	Prototipuri	7	0,4	12	0,5
			Întocmire dosar omologare SO	SO_x	At. proiectare	10	—	15	—
			Recepţie şi predare la laborator	SO_z	C.T.C.	2	—	2	—
15	Încercarea seriei zero	IS	Probe	IS	Laborator	25	—	25	—
16	Omologarea seriei zero	OS	Buletin de încercare	OS_b	Laborator	5	—	9	—
			Convocare factori interesaţi	OS_h	B. Norme — Stand.	15	—	15	—
			Şedinţa de omologare	OS_s	,,	1	—	1	—
			Obţinerea avizului IGSCCP	OS_v	,,	25	—	35	—
			Obţinerea certificatului de omologare	OS_a	,,	25	—	35	—
			Proces verbal de casare	OS_k	,,	2	—	2	—
17	Documentaţia de preţ	P.V.	Întocmirea şi trimiterea documentaţiei	PV_e	Contabilitate	15	—	15	—
			Obţinerea aprobării preţului	PV_a	,,	25	—	25	—

(Continuare anexa 1)

0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
18	Punerea în fabricaţie	PF	O.F. — pentru punerea în fabricaţie	PF_{of}	At. proiectare	2	—	3	—
			Lansare	PF_l	At. producţie	6	—	9	—
			Aprovizionare	PF_{ap}	Aprovizionare	75	—	75	—
			Executare	PF_e	At. producţie	30	1	45	1
			Recepţie	PF_z	C.T.C.	5	—	10	—
			Şedinţă de analiză	PF_s	At. proiectare	3	—	5	—
			Întocmirea planului de măsuri	PF_m	,,	4	—	6	—
			Realizarea planului de măsuri	PF_{rm}	,,	5	0,4	8	0,5
			Întocmirea şi trimiterea decontului	PF_d	Contabilitate	10	—	15	—
			Obţinerea aprobării decontului	PF_a	,,	25	—	25	—
			Predarea documentaţiei la atelierul de proiectare operativ	PF_{pd}	At. proiectare	4	—	4	—

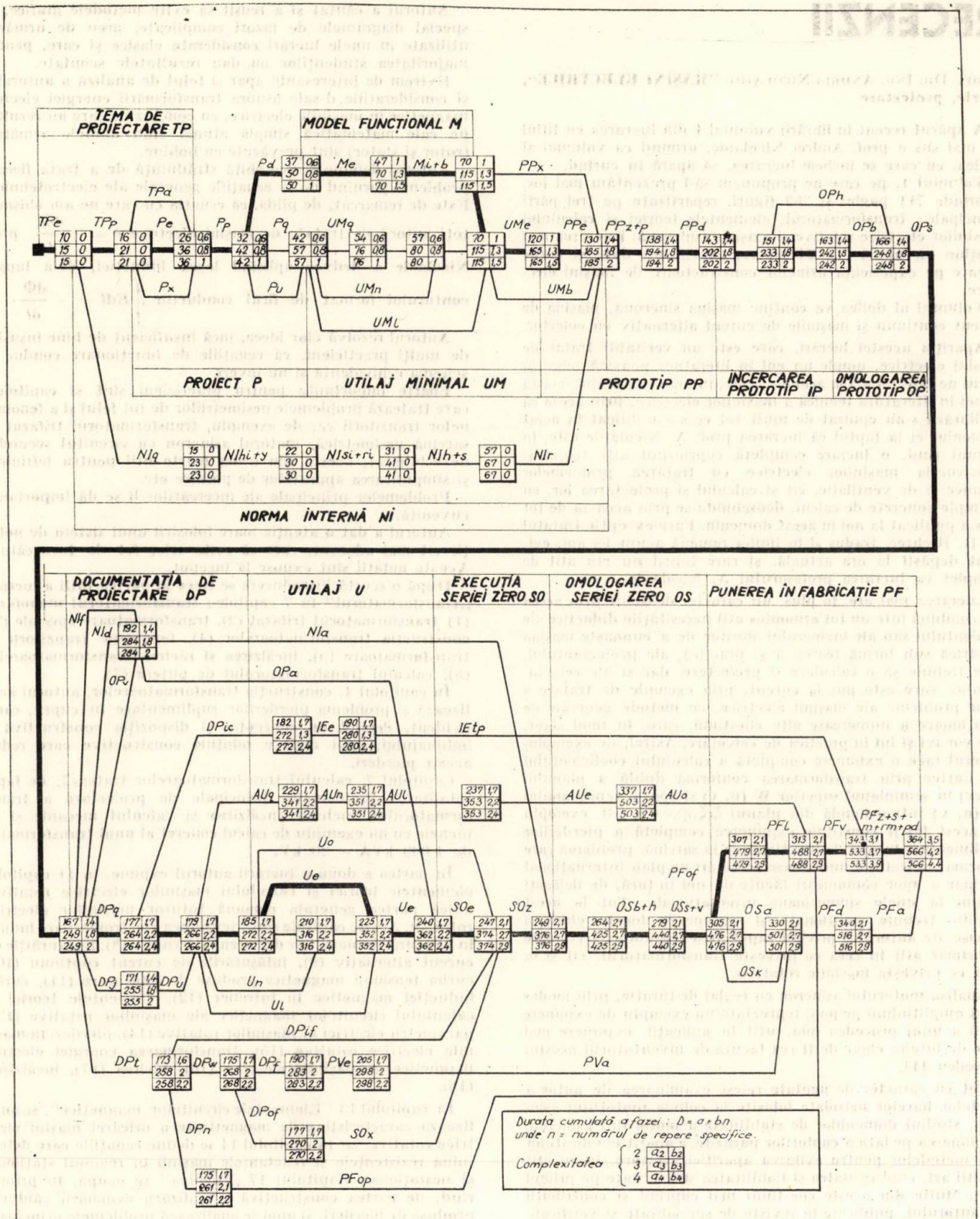
Anexa 2

Matricea pentru calculul intervalelor de timp între principalele faze

M_1	P_p			M_e			M_b			UM_q			UM_o			PP_p			OP_b			OP_s			DP_u			DP_w			U_q			U_o			SO_z			OS_b			OS_s			PF_z		
	26+0,6n	42+0,8n	42+n	47+n	70+1,3n	70+1,5n	70+n	115+1,3n	115+1,5n	54+0,6n	76+0,8n	76+n	125+n	171+1,3n	171+1,5n	198+1,4n	194+1,8n	194+2n	166+1,4n	248+1,8n	248+2n	167+1,4n	249+1,8n	248+2n	176+1,4n	263+1,8n	263+2n	175+1,7n	268+2n	268+2,2n	204+1,7n	306+2,2n	306+2,4n	245+1,7n	368+2,2n	368+2,4n	249+2,1n	376+2,7n	376+2,9n	279+2,1n	440+2,7n	440+2,9n	280+2,1n	441+2,7n	441+2,9n	348+3,1n	543+3,7n	543+3,9n
TP_p	10	21	21	31	49	49	54	94	94	38	55	55	109	150	150	122	173	173	150	227	227	151	228	228	160	242	242	159	247	247	188	285	285	229	347	347	233	355	355	263	419	419	264	420	420	332	522	522
	0,8	0,8	1	1	1,3	1,5	1	1,3	1,5	0,6	0,8	1	1	1,3	1,5	0,4	1,8	2	1,4	1,8	2	1,4	1,8	2	1,4	1,8	2	1,7	2	2,2	1,7	2,2	2,4	1,7	2,2	2,4	2,1	2,7	2,9	2,1	2,7	2,9	2,1	2,7	2,9	3,1	3,7	3,9
P_P	0	0	0	21	28	28	44	73	73	28	34	34	99	129	129	112	152	152	140	206	206	141	207	207	150	221	221	149	226	226	178	264	264	219	326	326	223	304	334	253	398	398	254	399	399	322	501	501
	0	0	0	0,4	0,5	0,5	0,4	0,5	0,5	0	0	0	0,4	0,5	0,5	0,8	1	1	0,8	1	1	0,8	1	1	0,8	1	1	1,1	1,2	1,2	1,1	1,4	1,4	1,1	1,4	1,4	1,5	1,9	1,9	1,5	1,9	1,9	1,5	1,9	1,9	2,5	2,9	2,9
M_e				0	0	0	23	45	45	7	6	6	78	101	101	91	124	124	119	178	178	120	179	179	129	193	193	128	198	198	157	236	236	198	298	298	202	306	306	232	370	370	233	371	371	301	473	473
				0	0	0	0	0	0	-0,4	-0,5	-0,5	0	0	0	0,4	0,5	0,5	0,4	0,5	0,5	0,4	0,5	0,5	0,4	0,5	0,5	0,7	0,7	0,7	0,7	0,9	0,9	0,7	0,9	0,9	1,1	1,4	1,4	1,1	1,4	1,4	1,1	1,4	1,4	2,1	2,4	2,4
M_b							0	0	0	-6	-39	-39	55	56	56	68	79	79	96	133	133	97	134	134	106	148	148	105	153	153	134	191	191	175	253	253	179	261	261	209	325	325	210	326	326	278	428	428
							0	0	0	-0,4	-0,5	-0,5	0	0	0	0,4	0,5	0,5	0,4	0,5	0,5	0,4	0,5	0,5	0,4	0,5	0,5	0,7	0,7	0,7	0,7	0,9	0,9	0,7	0,9	0,9	1,1	1,4	1,4	1,1	1,4	1,4	1,1	1,4	1,4	2,1	2,4	2,4
UM_q										0	0	0	71	95	95	84	118	118	112	172	172	113	173	173	122	187	187	121	192	192	150	230	230	191	292	292	195	300	300	225	364	364	226	365	365	294	467	467
										0	0	0	0,4	0,5	0,5	0,8	1	1	0,8	1	1	0,8	1	1	0,8	1	1	1,1	1,2	1,2	1,1	1,4	1,4	1,1	1,4	1,4	1,5	1,9	1,9	1,5	1,9	1,9	1,5	1,9	1,9	2,5	2,9	2,9
UM_o													0	0	0	13	23	23	41	77	77	42	78	78	51	92	92	50	97	97	79	135	135	120	197	197	124	205	205	154	269	269	155	270	270	223	372	372
													0	0	0	0,4	0,5	0,5	0,4	0,5	0,5	0,4	0,5	0,5	0,4	0,5	0,5	0,7	0,7	0,7	0,7	0,9	0,9	0,7	0,9	0,9	1,1	1,4	1,4	1,1	1,4	1,4	1,1	1,4	1,4	2,1	2,4	2,4
PP_p																0	0	0	28	54	54	29	55	55	38	69	69	37	74	74	66	112	112	107	174	174	111	182	182	141	246	246	142	247	247	210	349	349
																0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0,3	0,2	0,2	0,3	0,4	0,4	0,3	0,4	0,4	0,7	0,9	0,9	0,7	0,9	0,9	0,7	0,9	0,9	1,7	1,9	1,9
OP_b																			0	0	0	1	1	1	10	15	15	9	20	20	38	58	58	79	120	120	83	128	128	113	192	192	114	193	193	182	295	295
																			0	0	0	0	0	0	0	0	0	0,3	0,2	0,2	0,3	0,4	0,4	0,3	0,4	0,4	0,7	0,9	0,9	0,7	0,9	0,9	0,7	0,9	0,9	1,7	1,9	1,9
OP_s																						0	0	0	9	14	14	18	19	19	37	57	57	78	119	119	82	127	127	112	191	191	113	192	192	181	294	294
																						0	0	0	0	0	0	0,3	0,2	0,2	0,3	0,4	0,4	0,3	0,4	0,4	0,7	0,9	0,9	0,7	0,9	0,9	0,7	0,9	0,9	1,7	1,9	1,9
DP_u																									0	0	0	-1	5	5	28	43	43	69	105	105	73	113	113	103	177	177	104	178	178	172	280	280
																									0	0	0	0,3	0,2	0,2	0,3	0,4	0,4	0,3	0,4	0,4	0,7	0,9	0,9	0,7	0,9	0,9	0,7	0,9	0,9	1,7	1,9	1,9
DP_w																												0	0	0	27	38	38	72	100	100	74	108	108	104	172	172	105	173	173	273	275	275
																												0	0	0	0,2	0,2	0,2	0	0,4	0,2	0,4	0,7	0,7	0,4	0,7	0,7	0,4	0,7	0,7	1,4	1,7	1,7
U_q																															0	0	0	41	62	62	45	70	70	75	135	135	76	135	135	144	237	237
																															0	0	0	0	0	0	0,4	0,5	0,5	0,4	0,5	0,5	0,4	0,5	0,5	1,4	1,5	1,5
U_o																																		0	0	0	4	8	8	34	72	72	35	73	73	103	175	175
																																		0	0	0	0,4	0,5	0,5	0,4	0,5	0,5	0,4	0,5	0,5	1,4	1,5	1,5
SO_z																																					0	0	0	30	64	64	31	65	65	99	167	167
																																					0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1
OS_b																																								0	0	0	1	1	1	69	103	103
																																							0	0	0	0	0	0	1	1	1
OS_s																																											0	0	0	68	102	102
																																										0	0	0	1	1	1

Structura casetelor.
Complexitatea
2 3 4
a
b
Intervalul de timp între faze.
a+bn
n = numărul de repere specifice.
Durata cumulată a fazei este trecută în prima linie.

Graf Pert pentru asimilarea unui produs *Anexa 3*



Bibliografie

[1] Hortopan, G. Aparate electrice. București, Ed. didactică și pedagogică, 1972.

[2] Hortopan, Gh. ș.a. Aparate electrice de joasă tensiune". București, Editura tehnică, 1969".

[3] Kaufmann, A. și Dezbazeille, G. Metoda drumului critic. București, Editura tehnică, 1971.

[4] Lazăr, S. Analiza drumului critic. București, Editura științifică, 1968.

[5] Elmaghraby, S. Proiectarea sistemelor de producție. București, Editura tehnică, 1968.

[6] Malița, M. și Zidăroiu, C. Matematica organizării, București, Editura tehnică 1971.

Intrat în redacție la 23.09.1974

RECENZII

PROF. DR. ING. ANDREI NICOLAIDE **"MAŞINI ELECTRICE", teorie, proiectare**

A apărut recent în librării volumul 1 din lucrarea cu titlul de mai sus a prof. Andrei Nicolaide, urmînd ca volumul al doilea, cu care se încheie lucrarea, să apară în curînd.

Volumul 1, pe care ne propunem să-l prezentăm mai jos, cuprinde 711 pagini şi 269 figuri, repartizate pe trei părţi principale: transformatorul, elementele teoriei şi calculului maşinilor electrice rotative şi maşina asincronă. Lucrarea mai conţine un număr de 24 anexe, cuprinzînd date şi curbe bazate pe experienţa uzinelor constructoare de maşini electrice.

Volumul al doilea va conţine maşina sincronă, maşina de curent continuu şi maşinile de curent alternativ cu colector.

Apariţia acestei lucrări, care este un veritabil tratat de maşini electrice, umple un gol în literatura noastră tehnică. Şi nu ne referim aci la acel gol, care, în mod regretabil, există la noi în literatura tehnică a maşinilor electrice, prin aceea că în librării s-au epuizat de mult tot ce s-a publicat în acest domeniu, ci la faptul că lucrarea prof. A. Nicolaide este, în primul rînd, o lucrare completă cuprinzînd atît teoria şi construcţia maşinilor electrice cu tratarea problemelor termice şi de ventilaţie, cît şi calculul şi proiectarea lor, cu exemple concrete de calcul, deosebindu-se prin aceasta de tot ce s-a publicat la noi în acest domeniu. Face excepţie tratatul lui R. Richter, tradus şi în limba română acum 15 ani, evident depăşit la ora actuală, şi care totuşi nu era atît de complet ca lucrarea profesorului A. Nicolaide.

Lucrarea mai are, în plus, un caracter deosebit prin aceea că, combină într-un tot armonios atît necesităţile didactice ale studentului sau ale inginerului doritor de a cunoaşte maşina electrică sub formă teoretică şi practică, ale proiectantului, care trebuie să o calculeze şi proiecteze, dar şi ale cercetătorului, care este pus la curent, prin exemple de tratare a unor probleme ale maşinii electrice, cu metode generale de soluţionare a numeroase alte chestiuni, care, în mod sigur, i se vor ivi şi lui în practica de cercetare. Astfel, de exemplu, autorul face o expunere completă a calculului coeficientului lui Carter prin transformarea conformă dublă a planului z (xy) în semiplanul superior W (u, v) şi apoi a semiplanului W (u, v) într-o bandă din planul $\zeta(\zeta,\eta)$. Un alt exemplu de acest fel îl constituie expunerea completă a pierderilor suplimentare în oţel, la funcţionarea în sarcină, problemă care a format obiectul a numeroase cercetări pe plan internaţional şi chiar a unor comunicări făcute de noi în ţară, de delegaţi străini la unele simpozioane internaţionale. Tot la acest specific trebuie menţionate şi expunerile foarte clare şi precise ale autorului privind raportarea mărimilor secundare la primar atît în ceea ce priveşte transformatorul, cît şi în ceea ce priveşte maşinile rotative.

Analiza motorului asincron cu reglaj de turaţie, prin modularea amplitudinii pe poli, reprezintă un exemplu de expunere clară a unui procedeu nou, util în aplicaţii, expunere mai uşor de înţeles chiar decît cea făcută de inventatorul acestui procedeu [1].

Tot cu caracter de noutate reiese examinarea de autor a efectelor barelor neizolate folosite la colivia motorului asincron, studiul domeniilor de stabilitate a motorului asincron, examinarea pe larg a cuplurilor parazite, a apariţiei vibraţiilor şi a metodelor pentru evitarea apariţiei acestora, lucru atît de util azi, cînd calitatea şi fiabilitatea sînt situate pe primul plan. Multe din aceste chestiuni mai cuprind şi contribuţii ale autorului, publicate în reviste de specialitate şi verificate prin experienţă ca, de exemplu, efectul înclinării barelor rotor la motoarele asincrone în colivie în legătură cu contactele întîmplătoare dintre bara neizolată şi tole.

Nu este lipsit de interes să arătăm că prof. A. Nicolaide a condus colectivul care a realizat, pentru prima dată în ţara noastră, pompe electromagnetice de inducţie cu cîmp progresiv. Aceste tipuri de maşini electrice asincrone speciale sînt descrise în lucrare la capitolul 20.

Autorul a căutat şi a reuşit să evite metodele grafice, în special diagramele de fazori complicate, greu de urmărit, utilizate în unele lucrări considerate clasice şi care, pentru majoritatea studenţilor nu dau rezultatele scontate.

Extrem de interesante apar şi felul de analiză a autorului şi consideraţiile d-sale asupra transformării energiei electromagnetice în maşinile electrice, cu concluziile care au rezultat pe cale matematică simplă atunci cînd ambele armături (rotor şi stator) sînt prevăzute cu bobine.

Autorul depune o deosebită străduinţă de a trata fiecare problemă pornind de la ecuaţiile generale ale electrotehnicii. Este de remarcat, de pildă, că ecuaţia cu care ne-am obişnuit toţi autorii de tratate de maşini electrice $e = -\frac{d\Phi}{dt}$ prof. Nicolaide o deduce aplicînd legea inducţiei, de-a lungul conturului format de firul conductor $\oint_{(l)} E dl = -\frac{d\Phi}{dt}$.

Autorul rezolvă clar ideea, încă insuficient de bine însuşită de mulţi practicieni, că ecuaţiile de funcţionare conduc la schema echivalentă şi nu invers.

Foarte importante pentru practicieni sînt şi capitolele care tratează problemele nesimetriilor de tot felul şi a fenomenelor tranzitorii ca, de exemplu, transformatorul trifazat în sarcină nesimetrică, motorul asincron cu circuitul secundar dezechilibrat, acesta din urmă foarte util pentru ieftinirea şi simplificarea aparatelor de pornire etc.

Problemelor principale ale încercărilor li se dă importanţa cuvenită.

Autorul a dat o atenţie mare folosirii unui sistem de notaţii cît mai adecvat, care să evite orice fel de încurcături. Aceste notaţii sînt expuse la început.

După o scurtă introducere se trece la partea întîi a lucrării „transformatorul" în 7 capitole: transformatorul monofazat (1) transformatorul trifazat (2), transformatoare speciale (3), construcţia transformatoarelor (4), fenomene tranzitorii în transformatoare (5), încălzirea şi răcirea transformatoarelor (6), calculul transformatorului de putere (7).

În capitolul 4, construcţia transformatoarelor, autorul analizează şi problema pierderilor suplimentare în cupru, care, evident, depind de concepţia şi dispoziţia constructivă a bobinajului, apoi deduce soluţiile constructive care reduc aceste pierderi.

Capitolul 7, calculul transformatoarelor tratează, de fapt, totalitatea problemelor principale de proiectare a transformatorului, inclusiv încălzirea şi calculul mecanic şi se încheie cu un exemplu de calcul concret al unui transformator de 1 000 kVA — 20 kV.

În partea a doua a lucrării autorul expune, în 11 capitole, elementele teoriei şi calculului maşinilor electrice rotative, adică partea generală comună tuturor maşinilor electrice rotative. Aceste capitole sînt: tensiunea electromotoare indusă în înfăşurările maşinilor de curent alternativ (8), înfăşurările de curent alternativ (9), înfăşurările de curent continuu (10), curba tensiunii magnetice produse de înfăşurare (11), curba inducţiei magnetice în întrefier (12), elementele teoriei şi calculului circuitelor magnetice ale maşinilor rotative (13), parametrii electrici ai maşinilor rotative (14), pierderi în maşinile electrice rotative (15), transformarea energiei electromagnetice în maşinile electrice (16), răcirea (17), încălzirea (18).

În capitolul 13 "Elementele circuitelor magnetice", se analizează caracteristica de magnetizare a oricărei maşini electrice rotative, iar în capitolul 14 se deduc ecuaţiile care determină rezistenţele şi reactanţele maşinii în regimul staţionar şi nestaţionar. Capitolul 17 „Răcirea" se ocupă, în primul rînd, de partea constructivă a realizării evacuării căldurii, produsă de pierderi, şi apoi se analizează problemele principale ale ventilaţiei, inclusiv calculul circuitelor de ventilaţie, iar la capitolul 18 "încălzirea", autorul analizează realizarea echilibrului termic în maşină, în condiţiile admise de norme.

În partea a treia a lucrării se tratează maşina asincronă (teorie, calcul şi proiectare). Această parte este dezvoltată în 7 capitole: maşina asincronă (19), maşini asincrone speciale (20), motorul asincron monofazat (21), regimuri speciale de funcţionare a maşinii asincrone trifazate (22), funcţionarea

motoarelor asincrone în regimuri nesimetrice sau dezechilibrate (22), regimurile tranzitorii ale mașinilor asincrone (24), calculul mașinilor asincrone (25).

Capitolul 19 „Mașina asincronă" cuprinde construcția și toată teoria mașinii asincrone trifazate în părțile specifice care o caracterizează în plus peste cele dezvoltate de autor la partea generală, începînd cu principiul de funcționare și sfîrșind cu reglajul de turație.

În capitolul 20 „Mașini asincrone speciale" se descrie și se analizează regulatorul de inducție, selsinul, motorul cu rotorul în formă de pahar, cuplele electromagnetice, motorul asincron liniar și pompa electromagnetică, despre care s-a vorbit mai înainte, și convertizorul asincron de frecvență.

Capitolul 20 redă pe circa 60 de pagini proiectarea mașinii asincrone, care se sfîrșește cu un exemplu de calcul al unui motor asincron de 3,5 kW la 3 000 rot/min.

Lucrarea se sfîrșește cu 24 anexe, care ușurează enorm partea de proiectare și unde sînt expuse, sub formă de tabele, datele concrete de care are nevoie proiectantul, ca de exemplu : dimensiunile conductelor, izolațiile de crestătură pentru diferite clase de izolație, caracteristici de tole magnetice, date pentru calculul de încălzire etc... Cu ajutorul acestor anexe, proiectantul nu mai are nevoie să alerge după STAS-uri, norme, date de experiență etc., căci are totul la îndemînă. Toate datele din anexe sînt din cele mai recente, ca de exemplu, bandaje din țesătură de sticlă (de contracție), izolație din sticlomicanită, sticlomicafoliu etc.

Cantitatea de material științific și practic, expus de prof. A. Nicolaide și prezentat rezumativ mai sus, este, după părerea noastră, considerabilă. Ea a necesitat din partea autorului un efort deosebit, deoarece a reușit să-l concentreze pe numai 711 pagini fără ca prin aceasta să se neglijeze ceva important și fără să sufere calitatea. Autorul a reușit să expună fiecare idee, fiecare problemă cît mai scurt posibil fără a dăuna înțelegerii complete nu numai a fenomenului, dar și a tratării matematice. Mai mult încă, autorul face un efort deosebit de a folosi un instrument matematic cît mai simplu. În acest volum s-a reușit să se evite complet transformata Laplace și calculul matricial și cu excepția a cîtorva relații simple de bază de început, se evită în foarte mare măsură și calculul vectorial. Cititorul trebuie să cunoască numai algebrizarea cu numere complexe (inclusiv fazori), lucru care, de altfel, este la ora actuală cunoscut de orice student care a depășit anul 1. Expunerea autorului este la cel mai ridicat nivel, bineînțeles cu nimic scăzut prin evitarea unui instrument matematic mai complicat, ci, din contră, cu atît mai ridicat.

Capitolele care analizează curba tensiunii magnetice și a inducției magnetice în întrefier le socotim de cea mai mare importanță, pentru oricine vrea să adîncească fenomenologia ce se petrece în intimitatea mașinii electrice. Expunerea este deosebit de clară și simplă.

Tot la un nivel superior sînt analizate și problemele de răcire și de încălzire ale mașinii rotative unde sînt incluse soluții moderne pe plan mondial, precum și aplicarea pe exemplele concrete, care sînt astfel organizate încît permit întocmirea de programe de calcul într-un limbaj oarecare.

În toată lucrarea se simte experiența de ani a profesorului, care a predat această materie studenților dar se simt și cunoștințele vaste ale cercetătorului cu peste o sută de lucrări publicate în țară și străinătate, în reviste de mare prestigiu internațional.

Actualmente șeful catedrei de electrotehnică la universitatea din Brașov, prof. dr. docent Andrei Nicolaide și-a început cariera de profesorat la Universitatea din Craiova și a ținut atunci ca și acum o strînsă legătură cu ELECTROPUTERE Craiova, cea mai mare întreprindere de specialitate din țară. La Brașov are strînse legături cu întreprinderea ELECTROPRECIZIA — Săcele. Rezultatul acestor colaborări este impregnat puternic în cartea pe care o recenzăm.

În carte sînt reprezentate mașini de performanță realizate de aceste uzine. Figurile care reprezintă diferite secțiuni prin mașini electrice, sînt executate, așa cum se fac ele real în desenele industriale. Poziționarea subansamblelor și reperelor este conformă normelor și uzanțelor practice, iar studentul învață de la prim început cum trebuie făcut un proiect. Autorul a reușit să obțină și date utile de la Uzinele ASEA Suedia, redate în lucrare.

Menționăm, de asemenea, și faptul că lucrarea a apărut în condiții grafice superioare (Editura Scrisul românesc — Craiova) cu ilustrații reprezentînd mașini electrice românești ceea ce este nou pentru literatura noastră elecrotehnică. Sperăm că acest lucru va fi imitat și continuat în viitor.

Bibliografia conține 55 titluri, cuprinzînd cele mai noi și mai importante lucrări de specialitate apărute în lume. Autorii români sînt menționați la locul cuvenit.

Lucrarea este utilă, în primul rînd, studentului, care găsește în ea tot ceea ce i se predă la curs și tot ceea ce i se cere prin programa analitică, inclusiv materialul necesar pentru proiectele de an și de diplomă.

Cartea este, de asemenea, utilă inginerului practician fie că posedă sau nu experiență, dar este foarte necesară cercetătorului, care are de rezolvat probleme noi și de dezvoltare în domeniul mașinilor electrice.

Sperăm că prezentarea pe care am făcut-o, relativ sumară, față de bogatul material cuprins în lucrare, a reușit să dea interesaților și cunoscătorilor o idee cît mai corectă și cuprinzătoare asupra acestei valoroase lucrări.

Bibliografie

[1]. *Rawcliffe, M.A., Burbidge, R.F.* „Induction — Motor Speed — Changing by Pole — Amplitude Modulation. In : Proc. IEE, vol. 105 A, aug 1958.

Dr. Ing. V. *Bunea*

Indicații redacționale

Mijloacele de care dispune redacția revistei fiind limitate în scopul economisirii timpului și materialelor, autorii sînt rugați a se conforma următoarelor indicații :

Manuscrisele vor avea o întindere maximă de 10 — 15 pagini dactilografiate la două rînduri și vor fi predate redacției în două exemplare- ambele calaționate de autor și purtînd clasificarea zecimală.

Fiecare lucrare va fi caracterizată de autor prin 3 . . . 6 termeni descriptori, care se vor înscrie în partea dreaptă sus, pe prima pagină a lucrării și a rezumatului de autor.

Relațiile matematice se vor scrie cît mai clar, cu tuș sau cu cerneală, dîndu-se o atenție deosebită așezării și mărimii indicilor, astfel ca aceștia să fi corect identificați și culeși la tipografie.

Desenele și graficele (7 — 8) vor fi executate în tuș negru, pe hîrtie de calc, se vor numerota ca în text și vor fi puse într-un plic anume. Locul figurilor se va indica în text, fără a se lăsa spațiul corespunzător. Scrisul pe figuri va fi cel standardizat.

Textul explictiv al figurilor se va scrie pe o filă separată. Tabelele se vor scrie fiecare pe file separate, indicîndu-se locul lor în text, ca și pentru figuri.

Pentru fiecare lucrare, se va da bibliografie de referință indicîndu-se în mod obligatoriu :

a) numele și inițiala de prenume ale autorului, titlul în limba originală, traducerea în limba română în paranteze și în continuare :

b) ediția, numărul volumului, locul publicării, editura, anul apariției, numărul total de pagini, pagina în care este indicată bibiografia, pentru cărți :

c) denumirea periodicului, numărul anului de apariție (sau volum), numărul de ordine al periodicului, luna și anul publicării, pagina inițială a articolului, numărul de referințe bibliografice pentru articole.

Bibliografia se va întocmi separat în 2 exemplare în ordinea de citare în text și se va numerota curent. Referirile la bibilografie se vor face în text, prin indicarea numărului de ordine a lucrării, încadrat în paranteze drepte.

Separat de text se va preda, tot în două exemplare, un scurt rezumat al lucrării (rezumatul de autor) în limba română, pe cît posibil, traducerea lui în limbile engleză, rusă, franceză și germană.

Odată cu fiecare articol se va preda redacției și o fotografie a autorului (autorilor) și o notiță cu următoarele date : numele și prenumele, institutul și facultatea absolvite, data absolvirii, funcția pe care o deține ; titluri științifice pe care le posedă.

Întreaga responsabilitate pentru exactitatea calculelor, datelor experimentale și afirmațiilor științifice revine autorilor. Redacția își rezervă dreptul de a nu publica materiale care sînt necorespunzătoare sau nu respectă prezentele indicații.

Respectarea standardelor în vigoare, în special în ce privește simbolurile și unitățile de măsură, trebuie să constituie o preocupare continuă pentru fiecare autor.

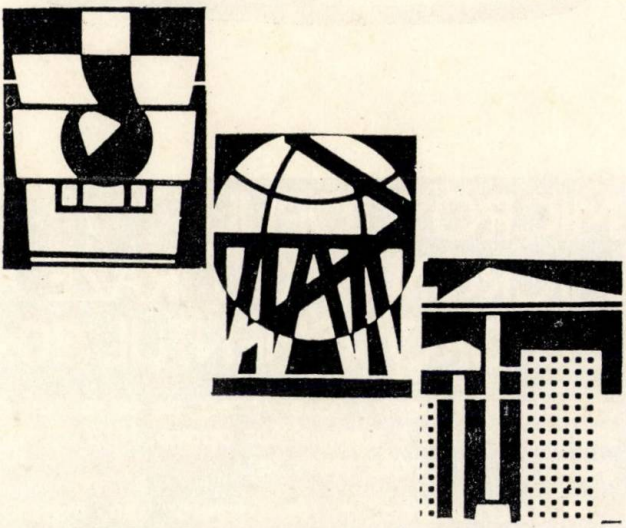
ORGANIZAȚIA UNIONALĂ

„VNEȘTEHNIKA“

MOSCOVA, U.R.S.S.

acordă sprijin organizațiilor de cercetări științifice, proiectări de construcții și proiectări tehnologice, intreprinderilor industriale și firmelor sovietice și străine în rezolvarea problemelor comerciale, de transport și juridice legate de realizarea colaborării tehnico-științifice, în domenile :

— efectuării lucrărilor de cercetări științifice, proiectări de construcții și proiectări tehnologice în comun și pe bază de comenzi ;



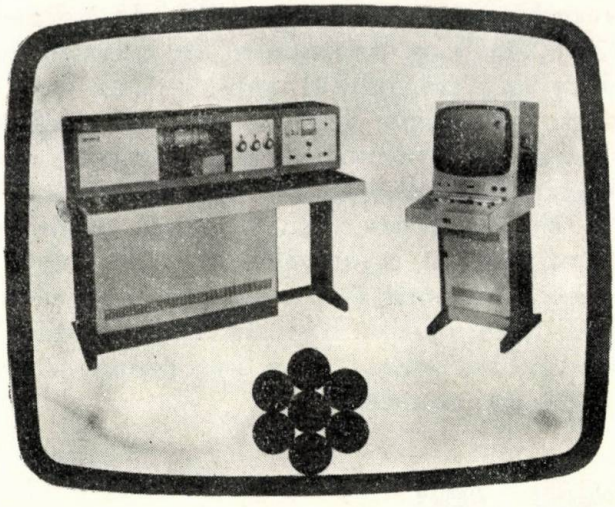
— executării comenzilor organizațiilor sovietice și străine pentru elaborarea și transmiterea documentației tehnico—științifice, precum și pentru confecționarea și închirierea utilajelor științifice, prototipurilor, produselor și materialelor ;

— efectuării de expertize tehnico-științifice, încercări de utilaje și materiale, consultații.

ORGANIZAȚIA UNIONALĂ

„VNEȘTEHNIKA“

MOSCOVA, U.R.S.S.
STAROKONIUȘENNY PEREULOK, 6.
TELEFON 202-02-60



MICROSCOPUL MICRON–2 CU RAZE X CU GROSISMENTUL 30x

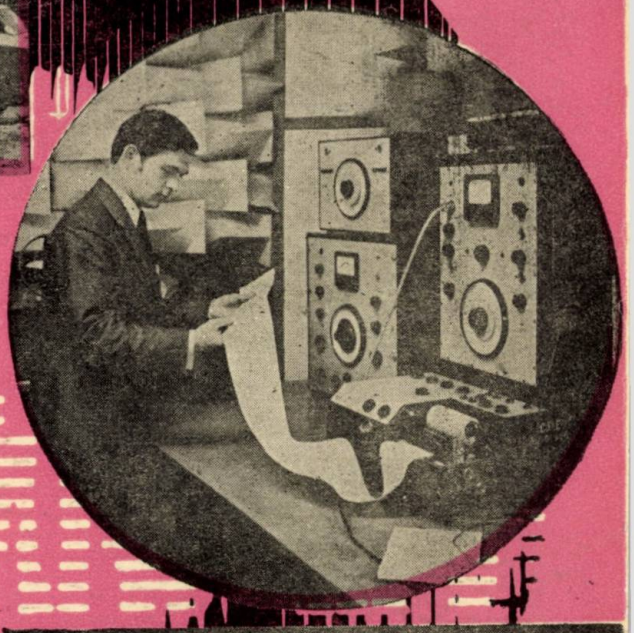
este destinat pentru observarea pe teleecran a structurii interne a elementelor opace, fără distrugerea lor, şi poate servi la:

- determinarea microdefectelor din metale;
- studierea microstructurilor elementelor biologice şi botanice, printre care şi organismele vii;
- controlul şi analiza cauzelor apariţiei defectelor în microelectronică;
- studierea proceselor de difuziune şi coroziune;
- controlul calităţii vopselelor şi acoperirilor.

Exportator:
V/O TECHSNABEXPORT
32/34 Smolenskaia-Sennaia
Moscova, 121200, U.R.S.S.
Telex: 7628

Techsnabexport

Institut decorat
cu ordinul muncii clasa I



Intenționați desigur să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive!

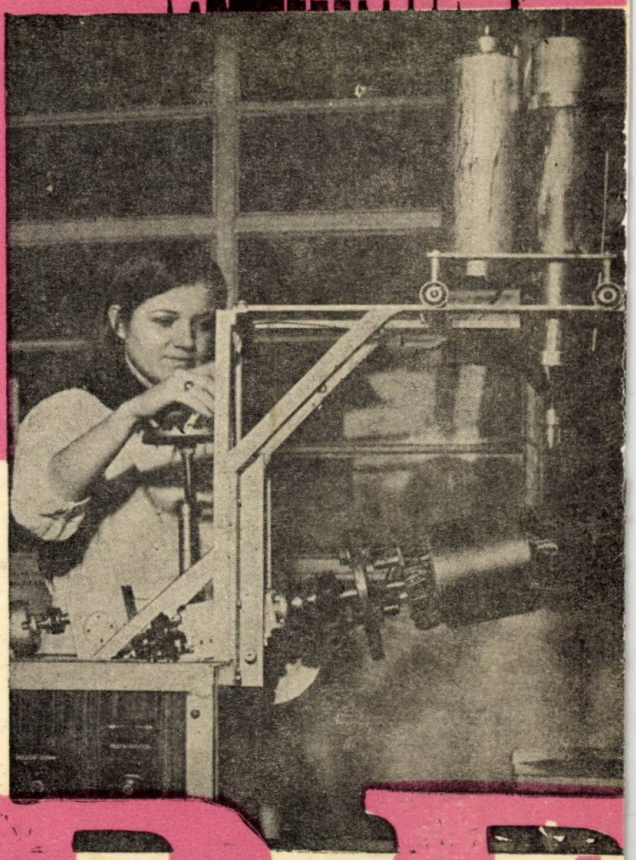
Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți cu altele mai bune sau mai ieftine!

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dv. doriți standuri de încercări și metode care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele!

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite?

La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică (ICPE) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 20 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.



INSTITUTUL DE CERCETARE PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ

BUCUREȘTI — BD. T. VLADIMIRESCU 45-47 — TELEFON 31.41.00

E 2040

R

Electrotehnica Electronica Automatica

ELECTROTEHNICA • BUCUREŞTI • ANUL 23 • Nr. 6 • AUGUST 1975

de la înființarea
INSTITUTULUI DE CERCETARI PENTRU
INDUSTRIA ELECTROTEHNICA

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 23 Nr. 6 august 1975

CUPRINS

Nicolau, A.: **Popas aniversar** p. 250

ELECTROTEHNOLOGII
ACOPERIREA SUPRAFETFLOR
PUDRAREA ELECTROSTATICĂ
LĂCUIRE ELECTROFORETICĂ

CZ 581.162:667.64

Tănăsescu, Fl. T.: **Două electrotehnologii, deosebit de promiţătoare, pentru acoperirea suprafeţelor: pudrarea electrostatică şi lăcuirea prin electroforeză.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23.** nr. 6, aug 1975, p. 253

Materialul prezintă două electrotehnologii pentru acoperirea suprafeţelor pe cale electrostatică şi prin electroforeză, precum şi avantajele tehnico-economice ale aplicării lor.

CALCUL
MAŞINI ELECTRICE
MOTOARE ASINCRONE TRIFAZATE
PROIECTARE

CZ 621.313

Ciofu, V., Gheţa, I., Dăscălescu, Fl., Herescu, R., Zilberman, R.: **Seria modernă de motoare asincrone trifazate din profilul întreprinderii „Electroprecizia" — Săcele.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 6, aug 1975, p. 262

Se prezintă premisele de proiectare şi rezultatele obţinute în activitatea de cercetare-proiectare a noii serii de motoare asincrone trifazate de uz general din profilul întreprinderii „Electroprecizia" — Săcele.

MAŞINI ELECTRICE
ÎNTREFIER AXIAL
ROTOR-DISC

CZ 621.313.17-523,8

Şlaiher, S., Mihăiescu, G., Marinescu, S.: **Realizări şi perspective în domeniul maşinilor electrice cu întrefier axial.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 6, aug 1975, p. 268

Articolul prezintă contribuţia specialiştilor români la realizarea maşinilor electrice cu întrefier axial, precum şi tipurile de asemenea maşini fabricate în ţară.

TRANSFORMATOARE SPECIALE
REGLAJ SUB SARCINĂ
STANDURI DE ÎNCERCĂRI
SOLUŢII NOI

CZ 621.314.2 : 621.314.224

Grosu, Şt.: **Consideraţii privind transformatoarele speciale.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 6, aug 1975, p. 275

Se tratează despre transformatoarele speciale, evidenţiindu-se elementele specifice ale fiecărei categorii de astfel de transformatoare.

SISTEME DE IZOLAŢIE
INSTALAŢII TEHNOLOGICE
CABLURI ELECTRICE

CZ 537.226 : 621.315.616

Nistor, Gh., Petcu, Gh., Cruceru, C.: **Aspecte ale studiilor privind metodele de încercare şi caracterizare a materialelor**

electroizolante şi sistemelor de izolaţii. Tehnologii specifice de realizare a materialelor electroizolante şi sistemelor de izolaţie.

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 6, aug 1975, p. 280

Lucrarea cuprinde aspecte ale determinării duratei de viaţă a materialelor electroizolante şi a sistemelor de izolaţie în exploatare, tehnologii noi, instalaţii tehnologice specifice, realizări în domeniul cablurilor electrice.

COMPOUNDARE
EXCITAŢIE
GENERATOR SINCRON
STATICA

CZ 621.3.013.8 : 621.313.322

Ciofu, V., Zăroni, R., Lapedatu, E., Kanterian, N., Rozenberg, S., Sassu, F. şi *Iacob V.* : **Contribuţia I.C.P.E. la dezvoltarea unor echipamente moderne de excitaţie pentru generatoare sincrone.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 6, aug 1975, p. 283

Se prezintă primele echipamente de excitaţie şi regulatoare de tensiune pentru hidrogeneratoare, realizate în I.C.P.E.

CERCETARE ŞTIINŢIFICĂ
DOCUMENTARE AUTOMATĂ
ÎNMAGAZINAREA INFORMAŢIEI
REGĂSIREA INFORMAŢIEI

CZ 519.92

Oancă, R., Bădescu, A., Tănăsescu, T. Fl., Gheorghe, V., Mendelovici, M., Şoroagă, R., Vasile, C. : **Informarea tehnico-ştiinţifică în cercetare. ARIEL — sistem automatizat de înmagazinare şi regăsire a informaţiei pentru electrotehnică, proiectat şi implementat în I.C.P.E.**

E.E.A. – **Electrotehinca 23**, nr. 6, aug 1975, p. 294

Se expune structura sistemului automatizat ARIEL de informare tehnico-ştiinţifică pentru electrotehnică (memoria informaţională, limbaje documentare, programe de regăsire a datelor şi de întreţinere a fişierelor), proiectat pentru calculatorul numeric ICL 1902—A.

CURENT CONTINUU
FORAJ
MOTOR
TIRISTOARE

CZ 621.8

Zăroni, R., Dan, I., Lapedatu, E., Şerbănescu, B., Ghiţă, V., Ghiţă, M. : **Echipamente de acţionare electrică pentru instalaţii de foraj.**

E.E.A. – **Electrotehnica 27**, nr. 6, aug 1975, p. 301

Articolul cuprinde unele din realizările ICPE în domeniul echipamentelor de acţionare electrică a instalaţiilor de foraj.

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA" (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Construcţiilor de Maşini — Unelte şi Electrotehnicii şi al Consiliului Naţional al Inginerilor şi Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, maşini-unelte şi mecanică fină, apare în cadrul Oficiului de informare documentară (O.I.D.) al M.I.C.M.U.E., ajutat de Institutul de cercetare pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.). Articolele trimise spre publicare şi cererile de abonamente se vor primi la O.I.D. — M.I.C.M.U.E., Bucureşti, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190 şi 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poştal pe adresa I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45— 47, Bucureşti, cont virament nr. 3015.5.17.70.00.02— B.I. — S.M.B. Costul unui abonament anual pentru unităţi industriale şi instituţii este de 100 lei, iar al unui abonament individual, de 30 lei. Costul unui exemplar, 5 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „INFORMAŢIA", Bucureşti, str. Brezoianu, nr. 23—25, C. 310

Taxele poştale plătite în numerar pentru anul 1975 conform aprobării D.G.P.Tc., nr. 137/251/1975

ORSZÁGOS MŰSZAKI DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI-UNELTE ŞI ELECTROTEHNICII ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA. ÎNDRUMAREA ŞTIINŢIFICĂ; INSTITUTUL CENTRAL DE CERCETĂRI PENTRU ELECTRONICĂ, ELECTROTEHNICĂ, AUTOMATICĂ, MAŞINI-UNELTE ŞI MECANICĂ FINĂ.
EDITOR: OFICIUL DE INFORMARE DOCUMENTARĂ AL M.I.C.M.U.E. ŞI INSTITUTUL DE CERCETĂRI PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ (ICPE)

Anul 23 ELECTROTEHNICA nr. 6 Bucureşti, august 1975

Cincinalul 1976—1980 este definit de Congresul al XI-lea al P.C.R. drept „Cincinalul revoluţiei tehnico-ştiinţifice, al afirmării largi a cuceririlor celor maiavansate ale cunoaşterii în toate ramurile şi sectoarele industriei româneşti". Aceasta înseamnă pentru Ministerul Industriei Construcţiilor de Maşini-Unelte şi Electrotehnicii un program complex de introducere a progresului tehnic, determinant pentru toate celelalte ramuri ale economiei naţionale, care să asigure în 1980 o pondere de 70% a produselor noi şi modernizate din totalul producţiei, realizate în proporţie de 90% prin tehnologii şi dezvoltări în concepţie proprie.

La aniversarea a 25 de ani de activitate rodnică adresăm Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică urarea de noi succese pe linia valorificării superioare a materialelor, materiilor prime şi combustibililor, a creşterii gradului de complexitate şi precizie, ridicării calităţii şi profesionalizării produselor şi tehnologiilor, pentru reducerea importurilor şi creşterea volumului de produse la export.

CONSTANTIN IONESCU

Ministrul Industriei Construcţiilor de Maşini-Unelte şi Electrotehnicii

Activitatea Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică (ICPE), binecunoscută în ţară şi în străinătate, ilustrează concludent, justeţea şi rodnicia politicii profund ştiinţifice a Partidului Comunist Român. Unitate de bază a creaţiei tehnico-ştiinţifice româneşti, I.C.P.E. are meritul de a fi fructificat tot mai plenar largile posibilităţi, cadrul organizatoric superior, creat ştiinţei şi tehnologiei noastre în ultima perioadă, în direcţiile stabilite de Congresele al IX-lea, al X-lea şi al XI-lea ale partidului. I.C.P.E. s-a afirmat activ, nu numai în cercul strict al ministerului din care face parte, ci şi în diversele programe tehnico-ştiinţifice de larg interes naţional, la care a fost chemat să-şi aducă un aport preţios. Este un drum pe care îi dorim să meargă în continuare, mai ales în cincinalul viitor — cincinalul afirmării cu putere a revoluţiei tehnico-ştiinţifice în România.

Acad. prof. ION URSU

Preşedintele Consiliului Naţional pentru Ştiinţă şi Tehnologie

Beneficiarii industriei electrotehnice româneşti care activează în domeniul energeticii simt concret, aşi spune, aportul binevenit al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică. Personal, apreciez ca fiind de mare importanţă faptul că acest colectiv ştiinţific se străduieşte nu numai să menţină la un înalt nivel tehnic producţia industriei noastre electrotehnice, ci prin legăturile directe pe care le întreţine cu întreprinderile de centrale şi reţele electrice, prin cunoaşterea nemijlocită a problemelor pe care acestea le au de rezolvat, este un factor activ, de promovare a progresului tehnic în energetică.

Cu atît mai preţioasă îmi apare o asemenea preocupare în viitor, cînd probleme mari ale energeticii, cum este creşterea siguranţei în funcţionare a echipamentelor sau mărirea economicităţii în funcţionarea instalaţiilor, vor impune exigenţe sporite şi creaţii noi de nivel tehnic din ce în ce mai ridicat.

La un sfert de veac de existenţă a I.C.P.E., îndeplinirea cu succes a acestor sarcini, în activitatea de viitor a institutului, aşa cum o cer, de altfel, toate documentele partidului nostru, este desigur cea mai bună urare pe care o pot adresa din partea energeticienilor.

NICOLAE MĂNESCU

Ministrul Energiei Electrice

POPAS ANIVERSAR

Epoca în care trăim se caracterizează astăzi, tot mai mult, prin pătrunderea științei în toate ramurile producției materiale, printr-o integrare tot mai dinamică a cercetării științifice în viața economică, în cadrul unui proces în care nu de puține ori raportul între industrie și cercetare îmbracă forme din cele mai diferite, în funcție de potențialul pe care îl oferă industria și de soluțiile pe care cercetarea științifică le poate da spre valorificare.

Creat în urmă cu 25 de ani — HCM nr. 868 din 5.08.1950, special în scopul sprijinirii producției, Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică — I.C.P.E. a urmat, pe parcursul unui sfert de veac această linie de participare continuă, constructivă, la viața industriei noastre electrotehnice. De fapt, însuși „actul de naștere" al institutului coincide cu primul plan de electrificare a țării și cu înființarea primelor fabrici electrotehnice: Dinamo, Electroaparataj, Electroizolant, Electroprecizia, Electromotor, Electrobanatul, Electroceramica-Turda, Electroputere Craiova etc.

Dezvoltarea ulterioară a I.C.P.E., istoria sa, este contopită cu cea a sectorului electrotehnic și de care foarte greu se poate delimita. Poate acesta a fost unul dintre motivele pentru care cercetarea electrotehnică în I.C.P.E. a fost permanent dirijată de scopuri perfect conturate și — consecință firească — rezultatele activității sale și-au croit mai rapid drumul spre industrie.

De la început institutul a devenit un factor important în promovarea tehnicii noi. În cele trei sectoare de bază cu care funcționa institutul (curenți tari, curenți slabi și materiale electrotehnice), au fost elaborate studii și cercetări care au contribuit la asimilarea de produse noi, introducerea de procedee tehnologice noi, perfecționarea metodelor de încercare și control etc.

Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică a adus o contribuție importantă în elaborarea seriilor noi de motoare, transformatoare, condensatoare de putere, amplificatoare magnetice, descărcătoare cu rezistență variabilă, în domeniul tehnologiei materialelor electrotehnice, a pieselor de ferite, a contactelor electrice, în elaborarea de aparatură de telecomandă și automatizare etc. Problemele abordate au fost axate pe nevoile stricte ale industriei electrotehnice și multe din ele studiate mînă în mînă cu întreprinderile direct interesate.

Hotărîrea C.C. al P.M.R. și a Consiliului de Miniștri (nr. 877/1960), în vederea introducerii tehnicii noi și a ridicării continue a nivelului calitativ al producției, marchează o dată importantă și în ce privește dezvoltarea cercetării în unitățile industriale de profil electrotehnic. La introducerea și dezvoltarea tehnicii noi în economia națională, o contribuție însemnată a revenit, așa cum cerea acea hotărîre, activității de cercetări științifice, desfășurată în întreprinderi și institute de cercetări.

Contribuții mai importante au fost aduse în rezolvarea problemelor de încercare la impuls, calculul încălzirii contactelor electrice, calculul releelor termice pentru protecția motoarelor, realizarea unor echipamente și acționări automatizate, a unor materiale electrotehnice cu proprietăți ridicate, rezolvarea unor probleme folosind mașini electrice de calcul și modelarea. Citățm, în acest sens, elaborarea regulatoarelor de tensiune pentru hidrogeneratoarele montate pe Valea Bistriței, elaborarea schemei și a echipamentului pentru reglarea optimală a tensiunii de alimentare a camerei de precipitare a electrofiltrelor, realizarea separatoarelor de sarcină de interior de 10 kW și 20 kW, elaborarea unei serii unitare de siguranțe cu mare putere de rupere, instalația de foraj E 75 acționată în c.c. etc.

Toate temele rezolvate au fost strîns legate de nevoile economiei, avînd un caracter de „dezvoltare".

Multe din aceste teme au fost soluționate printr-o strînsă colaborare între institute și întreprinderi ca, de exemplu:

— producerea siliciului pentru semiconductoare și a redresoarelor de putere cu siliciu (I.C.P.E., I.C.E.M.I.N., I.P.R.S.);

— producerea materialelor de tip ferită (I.C.P.E., Electronica);

— fabricarea de aparate de înaltă tensiune (I.C.P.E., U.E.P.C.);

— soluții moderne în construcția și tehnologia mașinilor electrice și a transformatoarelor (I.C.P.E., U.E.P.C.);

— deparazitarea echipamentului electric pentru autovehicule (I.C.P.E., E.P.);

— acționarea și reglarea automată pentru industria petrolului, electrofiltre etc. (I.C.P.E.);

— echipamente de comandă-program pentru mașini-unelte (I.C.P.E., apoi I.P.A.);

— reducerea zgomotului la mașinile electrice rotative și la transformatoare (I.C.P.E.);

— tipuri de protecție climatică pentru produsele destinate exportului în țări cu climat diferit de al țării noastre (I.C.P.E.);

— aparatură de telemecanică (I.C.P.E., apoi I.P.A.) etc.;

— pile electrice $Zn-MnO_2$, tipuri noi pentru aparate tranzistorizate (I.C.P.E. + ELBA);

Urmînd linia directoare a Congresului al X-lea al Partiului Comunist Român privind planul de dezvoltare pe anii 1971—1975, care accentuează necesitatea dezvoltării cu precădere a industriei electrotehnice în cadrul construcțiilor de mașini, I.C.P.E. și-a orientat, în continuare, activitatea de cercetare spre soluții cu caracter „industrial", care să permită asimilarea rapidă în producție a echipamentelor electrotehnice de concepție I.C.P.E.

Aportul, adus în ultima perioadă, de cercetările I.C.P.E., la modernizarea produselor se poate exemplifica, succint, astfel:

În domeniul mașinilor electrice, I.C.P.E. contribuie în mod direct la realizarea noii serii de motoare asincrone, gabaritul 80—132, la punerea în fabricație a unor noi tipuri de mașini, de nivelul celor mai avansate serii din punct de vedere tehnic. Realizarea pe bază de concepție proprie a unor frîne, care să poată fi înglobate în motoarele electrice asincrone.

Noi tipuri de transformatoare speciale, obiecte ale unor patente ale institutului, premiate la tîrgurile internaționale de la Köln, Brno, Nancy, realizate ca unicat.

În cadrul programului prioritar, privind realizarea în țară a mașinilor-unelte cu comandă numerică, s-a realizat o serie de servomotoare de acționare a avansului, de concepție proprie, brevetate atît în țară, cît și în străinătate. Servomotoarele menționate sînt de tip cu întrefier axial și rotor disc (premiate cu medalia de aur la Salonul de invenții de la Caen 1973).

Aparatajul electric de joasă și medie tensiune constituie una din direcțiile de cercetare dezvoltate de I.C.P.E. și care s-a finalizat prin aplicarea unor noi tipuri de aparate. Au fost asimilate, astfel scurtcircuitoare pentru protecția redresoarelor pentru locomotiva electrică, contactoare de medie tensiune pentru comanda motocarelor mari, echipamente pentru compensarea factorului de putere, generatoare de impulsuri repetate, noi tipuri de descărcătoare și condensatoare.

În domeniul materialelor de contact W-Ag, lucrările de cercetare-dezvoltare, au condus la obținerea unor contacte cu performanțe similare produselor străine de acest gen (duritate 120... 250 H_B), iar în domeniul contactelor Ag-Ni și Ag-CdO, au permis stabilirea unei tehnologii moderne de mare productivitate.

În domeniul materialelor ceramice s-a cercetat și elaborat în stațiile pilot ale I.C.P.E. loturi experimentale de ceramică de tip Celsian și Enstatit, precum și ceramici bazate pe utilizarea zirconiului.

Realizarea periilor electrice pe bază de negru de fum și coș de petrol românesc sau al inelelor rezistente destinate mașinilor electrice, regulatoarelor etc.

Prin colaborarea secției de materiale organice cu industriile chimică, ușoară și metalurgică, precum și prin cercetări proprii au fost asimilate noi tipuri de rășini epoxidice (Dinox 110 E, Dinox 010P, Dinox 200), hîrtii și cartoane electrotehnice, fire poliesterice pentru benzi de contracție, granule de polietilenă, folii de polistiren, benzi de fretare din fire de sticlă, aliaje alcoro pentru linii aeriene etc.

Este cunoscută preocuparea constantă a institutului de a dezvolta echipamente electrice de acționare reglabilă a unor instalații de foraj cu acționare electrică și diesel electrică.

De asemenea, I.C.P.E. a realizat prototipul unui echipament de acționare cu tiristoare pentru instalația de foraj F-320 DE, destinată forajului la adîncimi pînă la 6 000 m. Această instalație cu nivel tehnic de vîrf, are o putere instalată de acționare de peste 5 000 kW, utilizează cinci motoare electrice derivate din motoarele de tracțiune ale locomotivei electrice 060-Ea, aflată în exploatare și, ajungînd pînă la această dată, la circa 6 000 m, instalația a bătut recordul în ceea ce privește regimurile de lucru și performanțele de foraj. Totodată, s-au livrat prototipurile echipamentelor de acționare în sistem Ward-Leonard pentru instalația de foraj F-500 și cea de foraj marin dotate cu 8, respectiv 11, motoare de acționare, derivate din motoarele de tracțiune ale locomotivei electrice.

Redresoarele de sudură pe bază de ventile de siliciu și tiristoare constituie o altă realizare a specialiștilor institutului, urmată de introducerea unor noi soluții tehnologice la întreprinderea „Electrotehnica", care și-a modernizat, în ultimii ani, producția de redresoare, pe baza cercetărilor întreprinse de I.C.P.E.

În soluționarea problemelor de cercetare aferente colectivelor noastre, Centrul de calcul ocupă un rol important, rezultatele lui marcînd o eficiență deosebită, încă din primii ani de aplicare, atît în problemele de cercetare și proiectare produse, cît și în cele de calcule orientate spre gestiunea economică a întreprinderilor și conducerii la nivel de centrală și minister.

Dar oricît de succintă ar fi prezentarea, nu se poate omite aportul institutului ca „școală" de formare a specialiștilor, faptul că unele nuclee din I.C.P.E. au stat la baza unor laboratoare

uzinale, centre de cercetări și institute, cum a fost cazul laboratorului de seleniu transferat la Electromagnetica, a celui de pile și surse electrochimice la I.C.M.E., a colectivului de semiconductoare la I.P.R.S.— Băneasa (1961), a secției de automatizări și electronică la I.P A. (1963) și I.C.E. (1966) a sectorului de proiectare, la Electrouzinproiect (1967).

Institutul nostru dispune de o puternică bază materială, standuri de încercări, de vîrf, calculator digital, piloți pentru fabricarea unor materiale electrotehnice, atelier de prototipuri, recent

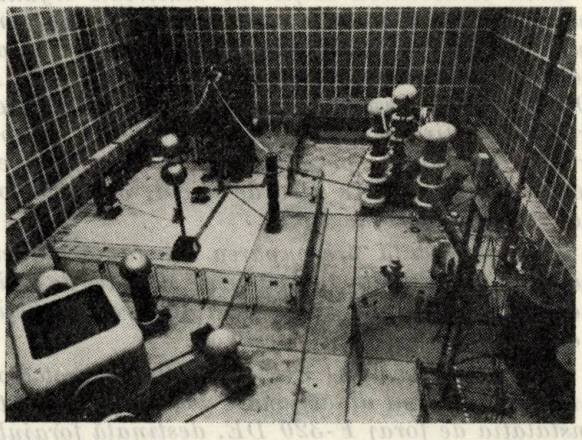


Fig.1. I.C.P.E. — Laboratorul de înaltă tensiune.

pus în funcțiune, dotat cu utilaje moderne, încadrat cu specialiști de înaltă calificare.

Institutul întreține relații științifice cu peste 300 unități din țară și străinătate.

Colectivele complexe de cercetare, care, în afară de electrotehnicieni, mai cuprind electroniști, fizicieni, chimiști, matematicieni, tehnologi, biologi, economiști au o vastă experiență, soluțiile originale și performanțele produselor elaborate fiind atestate de realizările de pînă în prezent, de numeroase brevete de care dispune și de medaliile de aur cîștigate la marile concursuri internaționale (Bruxelles, Brno, Köln, Caen).

Competența cadrelor sale este ilustrată și de numărul mare al doctoranzilor în știință, iar a institutului prin acordarea consecutiv, în ultimii cinci ani, a unor înalte distincții ale statului român.

Orientarea activității de cercetare din institut către nevoile concrete ale producției, prin rezultatele obținute, demonstrează elocvent justețea liniei preconizate de partid.

Perfecționarea tehnologiilor existente, elaborarea de noi tehnologii, crearea de noi tipuri de produse, materiale și înlocuitori, intensificarea activității de tipizare, unificare și standardizare, calitatea superioară a produselor, reducerea importului, valorificarea rezultatelor cercetării prin aplicare imediată în industrie, constituie pentru noi comandamente care garantează traducerea în viață a Directivelor celui de-al XI-a Congres al P.C.R.

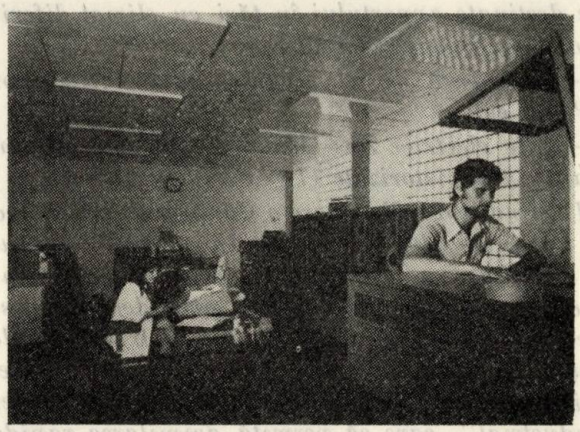


Fig. 2. Aspect din sala calculatorului Centrului de calcul al I.C.P.E.

Conștient de marea responsabilitate ce ne revine în acest cincinal al revoluției tehnico-științifice colectivul institutului se angajează, în mod solemn, să nu precupețească nici un efort pentru

Fig. 3. Aspect din atelierul de construcții prototipuri al I.C.P.E.

a face din munca, din pasiunea noastră, temelia de granit a înfăptuirii cu succes a Programului partidului.

La capătul a 25 de ani de activitate creatoare, Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică înregistrează un bogat bilanț, eforturile acestuia pe mai departe fiind concentrate spre continuarea tradiției și a celor mai noi tendințe în cercetarea electrotehnică românească.

Prof. dr. honoris causa ing. A. Nicolau, primul director al I.C.P.E.

CZ 581.162:667.64

ELECTROTEHNOLOGII
ACOPERIREA SUPRAFEȚELOR
PUDRARE ELECTROSTATICĂ
LĂCUIRE ELECTROFORETICĂ

Două electrotehnologii deosebit de promițătoare pentru acoperirea suprafețelor: pudrarea electrostatică și lăcuirea electroforetică

FLORIN-TEODOR TĂNĂSESCU — București

1. Probleme generale aparținînd electrotehnologiilor destinate acoperirilor

Electrotehnologiile vizînd acoperirea suprafețelor metalice prin pulberi izolante, sau prin lacuri pretabile la procese de depunere electroforetică, devin astăzi un domeniu de mare actualitate, căpătînd o largă adeziune din partea specialiștilor, lucru dovedit și prin creșterea cifrei de afaceri atît a producătorilor de utilaje tehnologice de acest tip, cît și a celor ce livrează pulberile sau lacurile. Ele răspund unor deziderate deosebit de complexe ale industriei, cum sînt: calitatea peliculei (grosime, durată, uniformitate, elasticitate), timpii în care se realizează, posibilitatea de automatizare, economiile de materiale și energie, deziderate care în cele din urmă sînt determinante atît la stabilitatea performanțelor, cît și la reducerea costului de fabricație.

Ultimul deziderat pe care l-am menționat — economiile de material — este decisiv la introducerea unui nou procedeu întrucît, în situația existenței altora însușite cu prețul unor investiții remarcabile, aplicarea unei noi tehnologii nu se poate face deplin decît în situația obținerii unor efecte economice deosebite. În orice caz, tendința ultimilor ani, de a se implementa industrial asemenea tehnologii — accelerată de criza de energie și materii prime, dar și de faptul că asemenea instalații nu prezintă pericol de poluare și permit consumuri mai reduse de material, energie termică și electrică pentru o aceeași suprafață acoperită printr-o tehnică clasică de acoperire — este evidentă și justifică din partea noastră o atenție sporită. Acesta este motivul pentru care articolul de față își propune să prezinte posibilitățile tehnice ale unor asemenea procedee, comunicînd și elemente din experiența de etapă a institutului, în ale cărui obiective se înscrie faptul că în următorii 1—2 ani să livreze o serie de instalații specializate de acoperire, împreună cu tehnologiile aferente lor, iar în unele cazuri, chiar materialele de bază utilizate în cadrul unor procedee recomandate.

Tematica aceasta se înscrie cu deosebită acuitate în preocupările specialiștilor de a asigura o protecție anticorozivă eficientă [1—3], larg dezbătută și recunoscută în organizații economice internaționale, cum este Comisia Economică Europeană, CEE-ONU, care în luna ianuarie 1975 a avut un util seminar.

2. Electrotehnologii aplicabile la acoperirea suprafețelor pe cale electrostatică

Asemenea tehnologii de acoperire sînt menționate în literatură de circa 35 ani, dar aplicațiile economice ale procedeului, utilizînd pulberi poliamidice, sînt realizate de abia în jurul anilor 1953 de către Gemmer și Griesheim. De atunci s-au întreprins numeroase cercetări mai ales pentru realizarea unor mase plastice capabile să valorifice la maximum, avantajele oferite de una sau alta din pulberi [4—20]. În ceea ce privește tehnologia de depunere a pulberilor pe cale electrostatică, se poate spune că a căpătat aplicații mai largi doar în ultimii zece ani.

Din rîndul acestor tehnologii — diferențiate și specializate în același timp după pulberile utilizate — cîteva sînt mai importante și cu o utilizare mai frecventă:

— tehnologii de acoperire în pat fluidizat termic;

— tehnologii de acoperire în pat fluidizat electrostatic;

— tehnologii de acoperire prin pulverizare (pudrare) electrostatică.

2.1. Tehnologii de acoperire în pat fluidizat termic. Tehnica respectivă este deja însușită în cîteva întreprinderi electrotehnice din țara noastră și are la bază polimerizarea unor pulberi. Pe aceste instalații au fost verificate o serie de pulberi izolante realizate în ICPE [21] cu rezultate deosebit de promițătoare. Fiind instalații de „tranziție", spre cele de productivitate ridicată, se va insista mai puțin asupra lor. Trebuie doar menționat că utilizînd pulberi epoxidice se pot obține straturi cu grosimi de 200 μm, cu preîncălzirea pieselor la 140—250°C, după cum cu pulberi de poliuretan, poliamide, celuloză, PVC, se

* Dr. ing. *Florin-Teodor Tănăsescu* este directorul Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică (ICPE) — București, conferențiar asociat la Institutul politehnic din București.

scontează atingerea unor grosimi de 1200—2500 μm.

Cantitatea de pulbere depusă este, conform experimentărilor făcute, funcție de gradul de preîncălzire, capacitatea termică a pieselor și caracteristicile de curgere a pulberilor, grosimea dorită obținîndu-se din „jocul" dintre temperatura de încălzire a pieselor, pe care urmează să se depună pulberea și timpul cît sînt ținute în baie [22].

2.2. Tehnologii de acoperire în pat fluidizat electrostatic. Recent procedeul de depunere în pat fluidizat cu depunerea particulelor pe suprafața piesei încălzite, a fost dezvoltat în sensul introducerii în afara membranei poroase și a unui sistem sau „matrice de electrozi", căruia să i se poată aplica o tensiune înaltă de 60—90 kV (fig. 1).

Incinta pentru realizarea patului fluidizat electrostatic *1*, este despărțită în două camere *2* și *6*, printr-o membrană poroasă *4*, dintr-un material sinterizat (ceramică, material plastic), diametrul porilor fiind de aproximativ 25 μm, depinzînd de forma particulei de pulbere.

Fluidizarea se obține trecînd prin ajutajul *3*, un curent de aer dirijat spre peretele poros *4*. Particulele ce se încarcă în cîmpul creat de electrozi, acoperă orice piesă metalică *7*, pusă la pămînt și plasată deasupra băii. Metoda se pare că este limitată la acoperirea unor

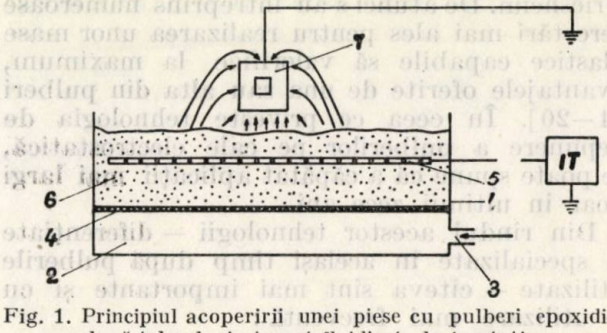


Fig. 1. Principiul acoperirii unei piese cu pulberi epoxidice după tehnologia în pat fluidizat electrostatic:

1 — incintă pentru realizarea patului fluidizat electrostatic; *2* — camera inferioară a băii; *3* — ajutaj insuflare aer; *4* — membrană poroasă separare camere; *5* — rețea înaltă tensiune (*IT*) pentru încărcare pulbere epoxi (matrice) *6* — camera superioară și patul de pulbere; *7* — piesă metalică de acoperit.

piese ce nu depășesc în diametru 150—160 mm, destinate, deci, pentru dimensiuni mici (tuburi, conductă etc.), cu pelicule de 38—1130 μm, în timpi de 2—4 secunde.

2.3. Tehnologii de acoperire prin pulverizare (pudrare). Pulverizarea electrostatică — cunoscută și sub numele de pudrare electrostatică — utilizează principiul cunoscut, după care particulele încărcate cu sarcini opuse se atrag, principiu utilizat de altfel, și în cazul tehnologiilor de depunere a vopselelor (fig. 2).

Există, în momentul actual, un număr important de echipamente funcționînd pe baza acestui principiu, caracterizat în mare de următoarele:

— pistolul de depunere a prafului pe suprafața metalică;

— existența unui sistem de transfer al pulberii din rezervor în pistol;

— prezența unei surse de tensiune care să încarce particulele de pulbere cu o sarcină de semn contrar celei a piesei;

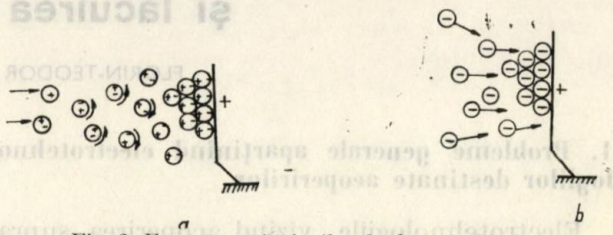


Fig. 2. Formarea straturilor de depuneri prin:
a — polarizare; *b* — ionizare.

— prevederea unui sistem de recuperare a pulberilor ce rezultă în timpul procesului.

Figura 3 reprezintă una din schemele-bloc, luate de ICPE în considerare pentru realizarea unor instalații industriale. Pulberea depusă în rezervorul *4* este antrenată spre pistolul de depunere *5*, la care se aplică și tensiunea înaltă furnizată de o sursă variabilă de tensiune înaltă și curent redus *1*. Sub această tensiune, particulele de pulbere se încarcă și se deplasează, în cîmpul electrostatic creat, spre piesa metalică *6* pusă la pămînt, unde se depun. Atenție deosebită trebuie acordată scurgerii pulberii din recipient spre pistol, știut fiind că fiecare pulbere are tendința de a face punți și aglomerări în cazul unor umidități ridicate, ceea ce crează o anumită turbulență [14]. O sursă de aer comprimat *2—3* furnizează curentul de aer necesar, iar pentru recuperarea pulberii se prevede o cabină *7*.

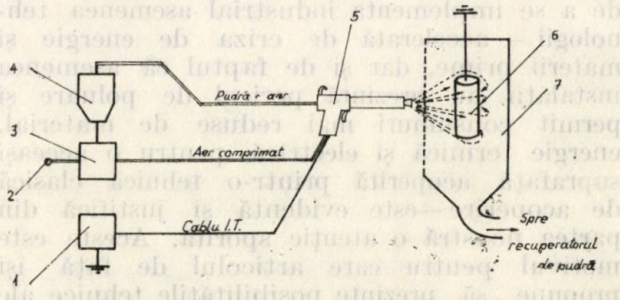


Fig. 3. Schema de principiu a unei instalații studiate de ICPE pentru stabilirea unor tehnologii de acoperiri cu pulberi epoxi:

1 — generator electrostatic 0-90 kV; *2* — sursă de aer comprimat; *3* — tablou de distribuție a aerului comprimat; *4* — rezervor fluidizator de pudră; *5* — pistol pentru pudrare în cîmp electrostatic; *6* — obiectul metalic ce se protejează; *7* — cabina de recuperare a pudrei.

Din experimentările efectuate, rezultă că rezistivitatea particulelor încărcate joacă un rol deosebit în modul în care pulberea rămîne atașată suprafeței metalice. Se confirmă rezul-

tatele comunicate de Szasz [19] că sub valori de 10^{10} ohm.cm, particulele se descarcă foarte rapid și adeziunea de suprafață este redusă, în timp ce la valori superioare lui 10^{16}ohm.cm, se produc repulsii între primele particule depuse (care își păstrează mai mult timp sarcina, datorită rezistivității înalte) și celelalte straturi care se depun. Prin aceasta se limitează însăși grosimea peliculei de acoperire, alte straturi ne mai putîndu-se depune. La descărcarea particulei de pulbere, singurele forțe care o țin lipită de suprafața de depunere sînt în întregime de natură mecanică, în timp ce în cazul particulelor care își cedează mai greu sarcina, forțele de adeziune sînt de natură electrostatică; se poate considera că între sarcina particulelor și pelicula formată există o relație directă, încărcarea particulei putîndu-se produce prin frecare, prin ionizare în contact cu tensiunea înaltă și în cîmpul electrostatic creat.

Particulele de praf sînt atrase pe suprafața metalică prin efect de cîmp, dar și prin energia cinetică comunicată particulelor prin jetul de aer comprimat, iar altele formează în jurul piesei metalice un nor de sarcini, care continuă procesul electrostatic de atragere a particulelor încărcate cu semn contrar. Particulele ce „scapă" din acest cîmp și se distribuie în jurul piesei dispuse în camera de depunere (reprezentînd circa 15—20%), pot fi recuperate cu ajutorul unor dispozitive speciale.

În cazul pieselor „reci" aderența se asigură înainte de coacere, pe cale electrostatică sau prin frecarea prin aderență, particulele păstrînd o bună parte din sarcina lor și rămînînd atașate suprafeței metalice pe care s-au depus.

Sarcina acumulată împiedică, de la o anumită etapă prin repulsie, continuarea creșterii depozitului de pulbere și, deci, a unei grosimi necontrolate a acoperirii. Dacă se doresc grosimi mai mari ale depunerii, este necesară o încălzire prealabilă.

Distribuția cîmpului face ca particulele de pulbere, chiar împrăștiate dintr-o singură direcție, să se repartizeze pe întreaga suprafață a piesei, indiferent de forma sa geometrică.

După Kut [12—16], particulele sferice de diametru 20—120 μm dau rezultate optime în ceea ce privește adeziunea de suprafață, în timp ce Kleber [13] extinde valorile acestui diametru pînă la 200 μm; sub 20 μm, apar efecte de turbulență și de aglomerări în materialul de depunere.

În ceea ce privește forma particulelor, trebuie arătat că aceasta influențează sarcina acumulată, fiind aproximativ proporțională cu suprafața sa. Pierderea încărcării s-ar datora [12—16] neregularității suprafeței particulelor, electrozii descărcîndu-se mai ușor spre suprafața pusă la pămînt.

2.4. Parametri ce trebuie luați în considerație de un utilizator la alegerea unui anumit tip de acoperire. Din punctul de vedere al utilizatorului, alegerea unui anumit tip de instalație depinde, în principal, de natura pieselor care trebuie acoperite și de calitățile pe care scontează să le obțină de la stratul depus — ca „strat de protecție" sau „decorativ" — după care un calcul economic, trebuie să arate că pentru profilul de fabricație dat, investiția impusă de noua tehnologie este justificată sau nu. În tabelul 1 se prezintă, destul de sugestiv, cît de ridicat este numărul „parametrilor" care trebuie luați în considerație la alegerea unui nou procedeu, dovedind că însușirea unei tehnologii impune o examinare deosebit de pretențioasă a diverșilor parametri și necesitatea conlucrării dintre fabricantul de echipamente, cel de pulberi și beneficiarul care își va însuși această tehnică.

Tabelul 1

Parametrii ce trebuie luați în considerație, la alegerea unui anumit tip de acoperire

Nr. crt.	Parametrul de analizat
1	Tipul pieselor de acoperit: dimensiuni, formă, greutate, limitări de temperatură
2	Scopul acoperirii
3	Tipul de acoperire ales
4	Cadența dorită pentru procesul de producție
5	Instalație cu post fix, sau bandă
6	Pregătirea suprafeței pe care urmează să se efectueze depunerea
7	Grosimea de acoperire necesară
8	Metoda de aplicare dorită
9	Tipul, numărul și temperatura cuptoarelor
10	Sistemul de acoperire și recuperare a pulberilor
11	Modul de transfer al pieselor
12	Cabină de depunere manuală sau automată
13	Aparataj manual pentru operații de retușare
14	Numărul straturilor și frecvența schimbării culorii
15	Timpul de răcire a pieselor după ieșirea din etuve
16	Cantitatea de aer proaspăt necesar
17	Aparatajul de condiționare a pulberii
18	Suprafața de stocare a pulberii
19	Compresoare, suflante, uscătoare
20	Încărcarea și descărcarea pieselor; personalul necesar

2.5. Pulberi utilizate în tehnologiile de acoperire a suprafețelor. Este foarte dificil de apreciat „apriori" care este pulberea cea mai bună, experiența arătînd că fiecare din ele are puncte *„tari"* și *„slabe"*, de unde decurg domenii de aplicații specifice, pentru care oferă maximum de avantaje.

În general, se disting două grupe mari de pulberi:

— *pulberile termoplaste*, care se topesc pe suprafața pieselor metalice formînd pelicule continue — nepolimerizate, însă — pe suprafața acoperită. Ele se topesc la temperaturi mai ridicate, ceea ce dă anumite dificultăți tehnologice, o adeziune mai redusă, în special, în condițiile variației coeficienților de dilatare

și concentrație a substratului pe care se depun. Se realizează mai mult prin tehnologia patului fluidizat și în cazuri speciale, prin depunere electrostatică în condițiile existente unui strat primar;

— *pulberile cu întărire* la cald, la care căldura acționează pentru formarea unor lanțuri lungi de molecule, depunîndu-se pe suprafața ce trebuie acoperită, o peliculă pulverizată care nu se mai topește apoi sub influența căldurii. Se pretează în mod excelent la depuneri pe cale electrostatică.

Ultimii ani au marcat progrese deosebite în realizarea unor pulberi din ambele familii, făcîndu-se eforturi deosebite, în special în prima grupă, unde utilizarea rășinilor este încă dependentă de depunerea prealabilă a unor substraturi pe care apoi să se depună electrostatic altele.

Un viitor articol [23], se va ocupa în special de pulberi.

2.6. Elemente ce condiționează calitatea peliculei depuse

2.6.1. Dimensiunea particulelor. Dimensiunea particulelor de pulbere joacă un rol important în obținerea unor straturi fine de depuneri, pulberile de granulație mică punînd probleme dificile la recuperarea materialului dispersat în cabina de pudrare, ceea ce lasă să se întrevadă existența unei dimensiuni optime.

În ceea ce privește adaosul de pigmenți, introducerea unor pigmenți colorați, de granulație mare, poate conduce la apariția unor dungi, motiv pentru a cărui evitare se impune ca, pentru acoperiri de 25—30 μm, granulația pigmenților să nu depășească 1,5 μm.

În practica uzuală, pe suprafețe neîncălzite, prin procedee electrostatice se obțin acoperiri a căror grosime este de 50—75 μm.

Pentru acoperiri anticorozive și cu rezistență chimică, ele sînt de 50—75 μm, iar pentru acoperiri de protecție funcționînd în exterior (conducte spre exemplu), pînă la 250 μm.

Acoperirile de grosime mai mare, depuse electrostatic, cu preîncălzirea suprafeței, trebuie limitate doar la acele piese la care elasticitatea nu este un factor restrictiv.

În cazul unor suprafețe de oțel sau aluminiu cu pori, este de dorit o ușoară încălzire prealabilă.

Grosimea stratului depinde de viteza relativă pistol-piesă, dar și de cantitatea de pulbere transportată; ea poate fi delimitată printr-o alegere corespunzătoare a tensiunii.

Legarea la pămînt permite obținerea unor straturi uniforme; în caz contrar, vor apare fenomene de respingere și depunere neuniformă a stratului.

2.6.2. Aptitudinea particulelor de pulbere de a se încărca. De acest factor depinde realizarea unor acoperiri de înaltă calitate, cu atît mai bune, cu cît pulberea captează maximum de sarcină la trecerea prin norul ionizat.

Coeficientul de acceptare a sarcinilor electrice este legat de conductivitatea electrică a materialului. Dacă particula e foarte conductoare, ea se va încărca corect, dar va ceda foarte ușor sarcina. Consecința acestui fenomen este că particulele nu vor forma decît filme subțiri și care rar aderă puternic pînă la faza de ardere, în timp ce o pulbere formată din particule mai puțin conductoare, va conduce la formarea de acoperiri groase, aderente. Rezultă deci, că aderența particulelor de pulbere pe suprafețele neîncălzite ale pieselor metalice, depinde de modul în care au primit sarcina electrică; pulberile vor trebui să fie suficient de conductoare pentru a se încărca rapid, dar dielectrice pentru a nu-și ceda sarcinile acumulate la contactul cu piesele metalice.

2.6.3. Conservarea sarcinii. O particulă de pulbere încărcată poate să piardă o parte, sau în întregime, sarcina electrostatică acumulată pe parcursul de la pistolul de pulverizare la piesă. În acest sens, forma particulelor joacă un rol important, cele sferice păstrînd mai ușor sarcina decît cele cu forme neregulate.

2.7. Părțile componente ale unei linii automate de depunere a pulberii. În figura 4 este dat, schematic, procedeul tehnologic de depunere a unor pulberi epoxidice, utilizînd cîmpuri electrostatice.

Încărcarea pe conveior a pieselor, se face în acest caz manual (există și echipamente cu încărcare automată) în postul notat cu *1*,

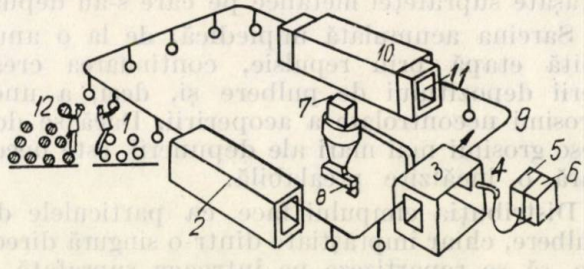


Fig. 4. Schema de principiu a unei linii automate pentru depunerea pe cale electrostatică a unor straturi de pulberi: *1* — încărcarea pieselor; *2* — baie de degresare; *3* — cabina de pulverizare; *4* — pistol pulbere; *5* — bloc alimentare tensiune înaltă; *6* — dozator pulbere; *7* — filtru; *8* — recipient depunere pulbere; *9* — bandă transportoare; *10* — cuptor tunel; *11* — obturator aer în cuptor; *12* — punct final, piese acoperite.

după care urmează o operație de degresare în baia *2*. Intrate în cabina de pulverizare *3*, ele suferă acțiunea jetului de pulbere zvîrlit de pistolul *4*, tensiunea înaltă de alimentare a pistolului este obținută de la blocul de alimentare *5*, care furnizează tensiuni de 30—90 kV. Dozarea pulberii se face în compartimentul 6.

Cantitatea de praf ce se aspiră din cabina *3* în care se desfășoară procesul — în scopu

regenerării, dar și al îndepărtării pericolului de explozie — este condusă în filtrul *7* unde se recuperează circa 99,9% pulbere din aerul evacuat. Filtrul trebuie spălat și scuturat din timp în timp pentru a obține un grad înalt de sedimentare. În recipientul de depunere a pulberii *8*, aceasta se amestecă cu pulberea proaspătă pentru a stabili o granulație corespunzătoare. Banda transportoare *9*, conduce piesele spre cuptorul tunel *10*, prevăzut la intrare cu un obturator de aer *11*. Rolul cuptorului este acela de a încălzi straturile depuse și a le menține o perioadă de timp la temperatura stabilită de procesul tehnologic 130—220°C. Temperatura stabilită nu trebuie să aibă variații mai mari de ±5°C. Lungimea cuptorului trebuie corelată cu timpul de încălzire a piesei tratate, timpul de întărire a pulberii de material plastic utilizată, de viteza de suflare a aerului de încălzire în cuptor și de viteza de transport a pieselor.

Avantajele deosebite pe care le oferă în ceea ce privește proprietățile electrice, fizice și mecanice, lasă să se întrevadă largi posibilități de utilizare, așa cum parțial, dar sugestiv, este arătat în figura 5.

Fig. 5. Diverse aplicații ale tehnologiilor de acoperire cu pulberi.

3. Electroforeza la bază unor procese tehnologice de acoperire a suprafețelor cu lacuri

Depunerea electrică a lacurilor prin electroforeză devine astăzi un procedeu tehnologic cu o largă utilizare în numeroase domenii industriale și îndeosebi în industria de automobile, a bunurilor de larg consum, a panourilor de automatizare etc., datorită atît caracteristicilor sale, cît și a rentabilității. Această nouă tehnologie, care prin extindere permite chiar depunerea sticlei pe uraniu, a oxizilor ceramici pe filamente, a hidrurilor de zirconiu pe tantal, a aluminiului pe oțel, datorită posibilităților vaste de aplicare și de automatizare, a luat o amploare nebănuită, în cazul pieselor complexe fiind chiar de neînlocuit.

Prin electroforeză se înțelege fenomenul electrocinetic de deplasare a particulelor dispersate într-o soluție, sub acțiunea unui cîmp electric. Principiul lăcuirii electroforetice este cunoscut de peste 160 de ani, cînd tema principală a cercetărilor acelor timpuri consta în stabilirea relațiilor dintre electricitate și chimie. În 1809, Reuss a observat că particulele de argilă se deplasează într-o suspensie de apă sub influența unui cîmp electric. Din anul 1925, începînd cu depunerea electroforetică a unor particule de cauciuc și continuînd, spre exemplu, cu latexul pentru acoperirea interioară a cutiilor de conservare, numărul brevetelor privind lăcuirea electroforetică crește vertiginos. Dar și la electroforeză, ca în orice descoperire științifică, o aplicare care să prezinte interes, din punct de vedere economic, a fost posibilă numai după crearea unor premise tehnice favorabile. Dezvoltarea unor rășini pentru lacuri solubile în apă și a unor lacuri care să corespundă cerințelor impuse de industria automobilelor, a constituit începutul. Primele studii aplicative s-au făcut în 1950—1960 în SUA la Ford și în Anglia la Imperial Chemical Industrie, asociată cu Pressed Steal Co. Primele realizări industriale importante datează din 1963—1964 și sînt datorate industriei de automobile. Din 1966 instalațiile se multiplică în Europa, realizîndu-se linii tehnologice pe cît de complexe și automatizate, pe atît de simple, pentru ca azi să nu se conceapă o vopsire primară pentru automobile sau piese metalice mari, fără procedeul electroforetic. Eforturile privind stabilitatea băilor pentru depuneri electrice și fiabilitatea echipamentelor utilizate au fost de mult realizate, specialiștii avînd de rezolvat astăzi probleme de calitate ca, îmbunătățirea pătrunderii vopselelor aplicate și a comportării la coroziune, de rentabilitate economică, de ultrafiltrare și poluare redusă a mediului înconjurător [24].

3.1. Principiile generale ale electroforezei. Deplasarea particulelor de lac în soluții de apă, sub influența unui curent continuu, deci a unui fenomen electrocinetic, se numește electroforeză. Acest fenomen apare la coloizi și la sisteme disperse. Dacă se stabilește o diferență de potențial între doi electrozi, introduși într-o baie umplută cu o soluție coloidală, sau cu o dispersie, se poate constata că particulele de vopsea încărcate cu sarcină negativă se deplasează spre piesa de acoperit aflată la potențialul pozitiv al sursei (fig. 6).

Macromoleculele aflate în soluția apoasă nu sînt izolate, ci sînt grupate în grămezi

numite *micelii*, încărcate electric negativ, conform regulii lui Coehn „mișcarea browniană a particulelor cu constantă dielectrică mică (în cazul nostru macrocelule) într-un mediu cu constantă dielectrică mare (în cazul nostru soluția apoasă), le dă o sarcină negativă".

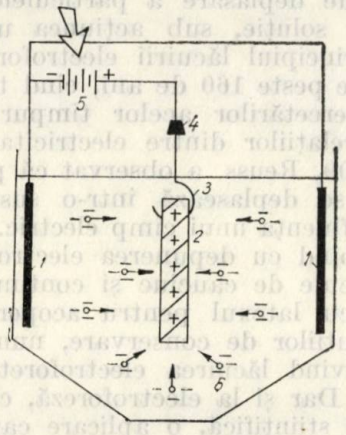


Fig. 6. Principiul acoperirii prin electroforeză : 1 – catozi ; 2 – piesa de acoper anod ; 3 – cirlig prindere ; 4 – captator pe curent ; 5 – sursă de curent c ntinuu ; 6 – particule de vopsea încărcate negativ.

Această deplasare numită electroforeză se poate efectua către anod — anaforeză — sau mai rar către catod — cataforeză [25].

În mediul apos avem întotdeauna o anaforeză, particulele avînd un singur fel de sarcină, de fapt ceea ce deosebește electroforeza de electroliză, unde, în electrolitul care conține săruri de metale, particulele sînt încărcate negativ sau pozitiv.

Particulele de metal, depuse electrolitic pe catod, sînt buni conductori electrici, iar depunerile electrolitice de metal în interiorul unor corpuri goale se pot efectua numai cu ajutorul unor electrozi auxiliari, ionii de metal depunîndu-se în permanență în locuri preferate — muchii, colțuri, proeminențe etc.

O peliculă de lac produsă prin imersiune într-o baie de lac, se scurge din părțile de sus ale obiectului, adunîndu-se în părțile de jos.

La lăcuirea prin electroforeză apar, în paralel, și cîteva fenomene secundare : *electroosmoza*, *electrocoagularea* și *electroliza* ; primele sînt de dorit, ultima se evită.

Prin *electroosmoză* — fenomen invers electroforezei — se înțelege deplasarea unui lichid (în acest caz apa), sub acțiunea unui curent continuu printr-o membrană poroasă (pelicula de lac depusă).

Prin *electrocoagulare*, pelicula se formează pe piesa de lăcuit, conectată la anod. Particulele de lac aflate în soluție și încărcate negativ se resping reciproc, soluția neputîndu-se coagula. Dacă particulele întîlnesc însă anodul, ele cedează sarcina lor, coagulează și pot forma o peliculă de lac adecvată și insolubilă în apă [26].

Electroliza apei — disocierea apei în oxigen și hidrogen sub influența curentului — este un fenomen auxiliar nedorit și pentru a fi redus se utilizează apă deionizată, cu o conductivitate de maxim 10 μS/cm. La introducerea unor săruri în soluție conductivitatea crește, pe anod se dezvoltă cantități mari de oxigen care produc o peliculă de lac spongioasă. În cazul unei conductivități mari, electroliza apei are loc la o intensitate de curent atît de mare, încît, practic, nu se mai poate efectua lăcuirea. Conductivitatea unei băi de electroforeză variază între 1 500—2 000 μS/cm.

Deoarece solubilitatea în apă a rășinilor pentru lacuri este situată numai într-un anumit domeniu alcalin, valoarea pH trebuie supravegheată, recomandîndu-se a fi cuprinsă, în general, între 7,5—9,5 [27].

3.2. Fenomenele din baie. Cazul în care ne limităm [25], este cel al unui lac în soluție în apă, al unui obiect și al unui recipient de oțel. Înainte de trecerea curentului, baia este sediul de echilibru al disocierii ionice. Dacă A^- este anionul de rășină, neutralizată de către cationul de amoniu M^+, avem :

$$\text{rășină} \quad MA \rightleftarrows M^+ + A^-$$

$$\text{apă} \quad H_2O \rightleftarrows H^+ + OH^-$$

Sub influența cîmpului electric, micelele de lac încărcate negativ se vor deplasa către anod prin electroforeză cu viteza V, astfel că rezistența de deplasare datorită vîscozității mediului η, legea lui Stokes, echilibrează forța electrică :

$$6\pi r\eta V = qE,$$

de unde rezultă viteza V, cu care se deplasează particulele în cadrul procesului electroforetic :

$$V = \frac{qE}{6\pi r\eta},$$

r fiind raza particulei presupusă sferică, q — sarcina electrică a particulei și E—intensitatea cîmpului electric.

3.2.1. Reacții anodice. La contactul cu anodul au loc următoarele reacții de oxidare :

$$\text{electroliza apei} : 2H_2O - 4e^- \rightarrow O^2\nearrow + 4H^+ ;$$

$$\text{dizolvarea anodică} : Fe - 2e^- \rightarrow Fe^{2+},$$

cu degajare de oxigen și dizolvarea metalului sub formă de ioni feroși sau chiar ferici. Anionul rășinii A^- se combină cu cationii dispo-

nibili, pentru a forma o peliculă insolubilă prin electrocoagulare :

$$H^+ + A^- \rightarrow HA\searrow$$

$$Fe^{2+} + 2A^- \rightarrow FeA^2\searrow .$$

3.2.2. Reacţii catodice. La contactul băii de oţel, care joacă rolul de catod, au loc următoarele reacţii de reducere :

electroliza apei : $2H_2O + 2\theta \rightarrow H^2\uparrow + 2OH^-$; reducerea oxigenului dizolvat :

$$2\theta + 2H^+ + 4e^- \rightarrow 2OH^-,$$

cu degajare de hidrogen şi îmbogăţire în anioni hidroxili. Cationul M^+ se combină cu anionii hidroxili pentru a da un anion cuaternar sau amoniac solubil, conform reacţiei de echilibru :

$$M^+ + OH^- \leftrightarrows MOH$$

volatil, sub formă de amină sau amoniac.

3.3. Instalaţii industriale bazate pe principiul electroforezei. În practică, pentru lăcuirea electroforetică se folosesc bazine de imersare din oţel, care servesc concomitent şi drept catozi. Funcţie de numărul pieselor de lăcuit, spaţiul disponibil, schimbările lacului respectiv, procesul tehnologic poate fi continuu sau ritmic. La procedeul cu flux continuu, piesa de lăcuit se imersează, de obicei sub tensiune, fiind trasă prin bazinul de inversiune. La procedeul ritmic, piesa se imersează cu sau fără tensiune aplicată, în timpul imersării stînd suspendat sau în repaus.

3.3.1. Principiul unei instalaţii pentru lăcuiri electroforetice este simplu, cuprinzînd, conform figurii 7 :

— sursă de curent continuu sub forma unui redresor sau acumulator, care pot furniza cîţiva amperi la cîţiva zeci de volţi ;

— reostat pentru variaţia tensiunii ;

— ampermetru şi voltmetru pentru control ;

— rezervor echipat cu un agitator rotativ etc.

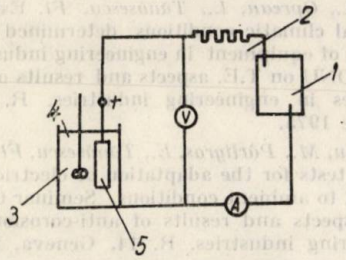


Fig. 7. Schemă simplificată pentru explicarea componentelor unei instalaţii de lăcuire prin electroforeză :

1 — acumulator sau redresor ; *2* — reostat ; *3* — rezervor ; *4* — agitator ; *5* — obiect de acoperit.

3.3.2. Realizarea industrială. O instalaţie industrială trebuie să aibe, în principiu un rezervor de imersare, sistemul de conveiere, alimentarea electrică, dispozitivele de reglare a pH-ului, a cîmpului electric şi a temperaturii, instrumente de control, tunele de clătire şi spălare, cuptor pentru coacere (figura 8).

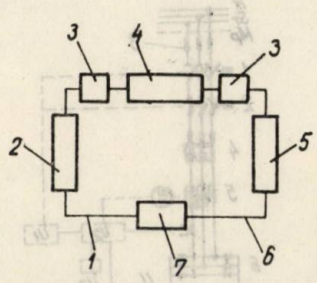


Fig. 8. Schema simplificată a procesului tehnologic într-o instalaţie de depunere electroforetică :

1 — agăţarea pieselor de cîrlige ; *2* — tratamentul suprafeţelor ; *3* — spălarea piesei cu apă deionizată ; *4* — bazin de imersare ; *5* — sistem de uscare la cald ; *6* — desprindere piesă ; *7* — tunel curăţire cîrlige.

În figura 9 se prezintă o altă schemă simplificată a unei instalaţii industriale, care comportă, în afara bazinului de imersiune (1), un rezervor de supraplin (2), ventile (3), rezervor de golire (4), circulaţia de răcire, respectiv încălzire (5), schimbător de căldură (6), aparate de control pentru pH (7), pentru conductivitate (8), pentru temperatură (9), filtru (10)

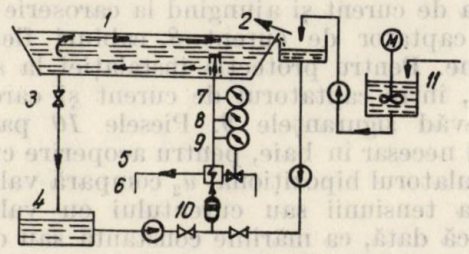


Fig. 9. Prezentarea schematică a unei instalaţii industriale de lăcuire prin electroforează :

1 — bazin de imersare ; *2* — rezervor de supraplin ; *3* — ventil ; *4* — rezervor de golire ; *5* — circulaţia de răcire, respectiv încălzire ; *6* — schimbător de căldură ; *7* — control valoare pH ; *8* — control conductivitate ; *9* — control temperatură ; *10* — filtru ; *11* — rezervor amestec pentru lac.

şi rezervorul de amestec (11). Trebuie reţinut că scurgerea lacului la contactul cu piesa de lăcuit trebuie să fie laminară, deoarece o scurgere turbulentă provoacă neregularităţi pe suprafaţa peliculei.

Echipamentul electric pentru lăcuirea electroforetică constă, în esenţă, din trei unităţi funcţionale :

— echipamentul de reglare pentru fixarea valorilor dorite privind tensiunea, curentul etc. ;

— redresorul ;

— echipamentul de reglare care asigură programul de lăcuire.

În figura 10 se prezintă schema de principiu a unei instalaţii electrice pentru lăcuirea

caroseriilor auto cu funcţionare în flux continuu, construită pentru curenţi de 4 000 A.

De la o reţea de tensiune, prin separatorul *1* şi întrerupătorul *2*, se alimentează transformatorul *4* care adaptează tensiunea reţelei la tensiunea de exploatare cu regulatorul de tensiune *5*. Tensiunea alternativă trifazată este

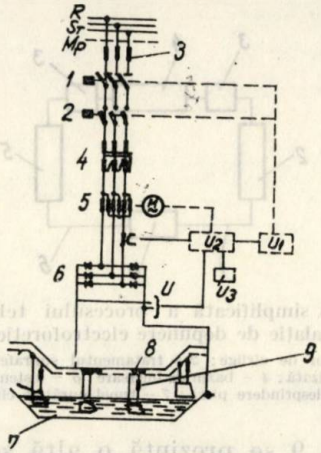


Fig. 10. Schema de principiu a unei instalaţii electrice pentru lăcuirea electroforetică:

1 — separator de înaltă tensiune; *2* — întrerupător de putere; *3* — siguranţe principale; *4* — transformator de înaltă tensiune; *5* — regulator de tensiune; *6* — punte redresoare cu siliciu; *7* — bazinul de imersiune; *8* — captatori de curent; *9* — siguranţe fuzibile.

redresată într-o punte de redresoare *6*. Polul negativ este legat la bazinul de imersiune *7* pus la pămînt, tensiunea pozitivă fiind dusă la bara de curent şi ajungînd la caroserie printr-un captator de curent *8*, cabluri flexibile şi borne. Pentru protecţia instalaţiei la scurtcircuit, între captatorul de curent şi caroserie se prevăd siguranţele *9*. Piesele *10* parcurg traseul necesar în baie, pentru acoperire cu lac.

Regulatorul bipoziţional u_2 compară valoarea reală a tensiunii sau curentului cu valoarea teoretică dată, ca mărime constantă sau determinat variabilă în timp a lui u_3. Abaterea de reglare care apare este convertită de regulatorul bipoziţional într-o serie de impulsuri [31], care comandă schema de logică.

Depunerea electroforetică se poate efectua:

— *cu tensiune constantă*, în care caz intensitatea descreşte rapid, iar acoperirea este corectă, dar puterea de extindere este limitată;

— *cu curent constant*, în care caz, tensiunea creşte rapid, caracteristicile obţinute sînt bune, dar există pericolul electrolizei, cu degajare de gaze.

Se poate stabili şi un regim cu tensiunea constantă, apoi intensitatea constantă, asociindu-se avantajelor celor două procedee.

Cadrul articolului nu permite o tratare a tuturor aspectelor legate de depunerea lacului, caracteristicile de depunere, temperatura băii şi pregătirea suprafeţelor, de regimurile de lucru. Pentru acestea, bibliografia dată la poziţiile [29—41] dă informaţiile necesare.

4. Concluzii

4.1. Tehnologiile de acoperire, utilizînd prafuri izolante capătă, în ultimul timp, o proliferare deosebită, dovedită prin creşterea numărului de utilaje tehnologice, montate în unităţile industriale şi consumul de prafuri. Procedeul de pudrare electrostatică devine competitiv în toate domeniile în care se utilizează culori limitate ca număr şi este nevoie de o calitate deosebită a acoperirii.

4.2. Procedeul se poate aplica, cu avantaje tehnico-economice, în domeniile construcţiilor auto, bunurilor de larg consum, industriei mobilei şi construcţiilor de locuinţe, echipamentelor electrotehnice şi construcţiilor navale. Acest lucru a condus ICPE la realizarea, în viitor, a unor construcţii de instalaţii specifice pentru anumite tipuri de piese şi corespunzător unei cadenţe a procesului de fabricaţie (mobile, fixe, semiautomate, automate, cu roboţi etc.).

4.3. Aplicarea lacurilor prin electroforeză a devenit astăzi o tehnică sigură, competitivă cu cele clasice şi de neînlocuit în cazul pieselor complexe. De la utilizarea în industria de automobile, noul procedeu s-a generalizat rapid în industria navală, electrotehnică, cea a mobilierului metalic, bunurilor de larg consum şi oriunde este vorba de piese complicate.

4.4. Calităţile peliculei obţinute prin ambele procedee, posibilitatea de a realiza atît acoperiri de protecţie, cît şi decorative, fac ca aceste tehnici să constituie un domeniu deosebit de promiţător pentru procesul industrial, mai ales dacă ne gîndim şi la productivitatea acestora şi la eliminarea elementului om, factor subiectiv în procesul de depunere uniformă a unor pelicule.

4.5. Economiile de material, faptul că aceste procedee nu crează noxe, că realizează însemnate economii de energie termică şi electrică, va face ca instalaţiile de acest tip să fie mai masiv utilizate în industrie, impunîndu-se realizarea unei game largi de asemenea echipamente, concepute şi asimilate în ţară.

Bibliografie

[1] *Strat, L., Oprean, L., Tănăsescu, Fl.* Establishment of criterical climatic conditions determined by the design and use of equipment in engineering industries. Seminar CEE—ONU on T.E. aspects and results of anti-corosion measures in engineering industries. R. 17, Geneva, ianuarie 1975.

[2] *Dâmboiu, M., Pârligras, E., Tănăsescu, Fl.* Standard and special tests for the adaptation of electrical engineering product to ambient conditions. Seminar CEE—ONU on T.E. aspects and results of anti-corosion measures in engineering industries. R. 14, Geneva, ianuarie 1975.

[3] *Lebrun, B.* Poliamide-11 (Rilsan) in plastic coatings. Seminar CEE—ONU on aspects and results of anti-corosion measures in engineering industries. R. 9, Geneva, ianuarie 1975.

[4] *Stiefel, M.* Oberflächenschutz durch electrostatisches Beschichten mit Kunststoffpulvern. In: Kunstoffe, **61**, nr. 9, 1971, p. 627—632.

[5] * * * L'évolution des thermoplastiques poudre. In: Galvano, nr. 429, 1973, p. 52—53.

[6] * * * Revêtements par poudres, réalités d'aujourd'hui promesses pour l'avenir. In: Galvano, nr. 429, 1973, p. 60—79.

[7] *Tierney, J. D.* Multicolour electrostatic powder coating plant. In: Industrial Finishing and Surface Coating, nr. 2, 1972, p. 10—11.

[8] *Kut, S.* Product finishing with epoxy powder coatings. In: Metal Finishing, nr. 8, 1971, p. 34—42.

[9] * * * Revêtements par poudres réalités d'aujourd'hui promesses pour l'avenir. In: Galvano, nr. 430, 1973, p. 165—171.

[10] *Mann, A.* Powder coatings. In: Paint and Varnish Production, sep. 1970, p. 25—31.

[11] *Renner, O.* Elektrostatisches Lackieren und Pulverbeschichten In: Techn. Mitt. AEG-Telefunken, **61**, nr. 5, 1971, S. 277—279.

[12] *Kut, S.* Product finishing with epoxy powder coatings. In: Metal Finisching, nr. 9, 1971, p. 46—58.

[13] *Kut, S.* S. Product finisching with epoxy powder coatings. Metal Finisching, nr. 10, 1971, p. 75—81.

[14] *Kut, S.* Product finishing with epoxy powder coatings. In: Metal Finishing, nr. 11, 1971, p. 56—61.

[15] *Kut, S.* Product finishing with epoxy powder coatings. In: Metal Finishing, nr. 12, 1971, p. 53—58.

[16] *Kut, A.* Powder coating-future trends. In: Industrial. Finishing and Surface Coating, nr. 2, 1972, p. 30—32.

[17] * * * Poulverisation de poudres plastiques en champ electrostatique. In: Galvano, nr. 424, 1972, p. 579—582.

[18] *Levinson, S.B.* Electrocoat, powder coat, radiate; which and why? In: Journal of paint technology **44**, nr. 569, 1972, p. 39.

[19] *Szasz, I.* Das elektrostatische Kunststoffpulverspritzen. In: Industrie-Lackier-Betrieb, **37**, nr. 6, 1969, S. 235—242.

[20] *Kut, S.* Les questions de sécurité dans l'application des revêtements par poudres. In: Galvano, nr. 431, 1973, p. 261—266.

[21] *Stroe, E.* ş.a. Materiale pulverulente pentru depunere electrostatică. Documentaţie internă ICPE, 1974.

[22] *Tănăsescu, Fl.* Tehnologii de acoperire a suprafeţelor metalice prin pat fluidizat şi ,,pudrare" electrostatică. Prelegere cursuri postuniversitare, Institutul politehnic din Bucureşti, septembrie 1974, Document intern, publicat.

[23] *Stroe, E., Stroe, C.* ş.a. Materiale pulverulente pe bază de răşini sintetice şi tehnologii de obţinere. In: Electrotehnica, 23, 1975 (în curs de apariţie).

[24] *Netiliard, J.P.* Electrodéposition des peintures. Developpements récents. Comparaison avec les autres procédés, In: Peintures-pigments-vernis, **49**, nr. 5, mai 1973. p. 258—265.

[25] *Berteaux, J.* Aplications industriells des peintures par électrophorése. În; Corrosion et anticorrosion, **14**, nr. 1, ian. 1966, p. 18—26.

]26] *Klein, G.* Elektroforetische Lackieren. În:N eue Züri eher Zeitung, nr. 3, mar. 1966, S. 355—359.

[27] *Tănăsescu Fl.* Lăcuirea prin electroforează. Prelegeri post-universitare, Institutul politehnic-Bucureşti, sep 1974. Document intern publicat,

[28] *Friebe, E.* Dreipunktregler mit minimaler Schalthäufigkeit. In: Siemens Zeitscrift, nr. 34, 1960, p. 69—77.

[29] *Berger, S.* Die Anwendung des elektrophoretischen Prinzips beim Lackieren. In: Siemens Zeitschrift, **39**, nr. 11, nov 1965, S. 1209—1216.

[30] *Gegenbach, O.* ş.a. Die elektrophoretische Beschichtung von Metallteilen, ein neues Lackierverfahren. In: Mitteilungen der Forschungsgesellschaft Blechverarbeitung, C.V. nr. 14, 1965, S. 231—241.

[31] *Bassoul, P., Stricher, G.* Emaillage de tôles d'acier par électrophorèse. In: L'industrie céramique, nr. 646, dec 1971, p. 895—899.

[32] *Weiser, R.* Senkrechtbeschickung beim Elektrotauchen. In: Industrie-Lackier-Betrieb, **39**, nr. 9, 1971, S. 381—384.

[33] * * * Electrophoretic painting plant at Sandwell Meating Division. In: Product Finishing, **25**, nr. 6, ian 1972, p. 44—46.

[34] *Briscoe, R.V., Mattock, G.* Le traitement des effluents dans les installations de peinture par électrophorèse. In: Galvano, 431, nr. 3, mar. 1971, p. 268—273.

[35] *Fritsche, P.* Electrotauchlackierung-ein Wirtschaftliches Lackierverfahren. In: Metalloberfläche, **25**, nr. 7, 1971, p. 246—247.

[36] *Dzadzka, W.* Technologische und ökonamische Probleme bei der Anwendung des Elektrotauchlackierverfahrens. In: Der Elektro-Praktiker, **24**, nr. 3, 1970, p. 102—105.

[37] *Burnside, G. L., Brewer, G.E.F.* Progress in the electrodeposition of paint. In: Plating, **59**, nr. 1, ian 1972, p. 41—42.

[38] *Kvasinov, I. P.* Termoreaktivnie akrilovie plenkoobrazovateli, nanosimie elektroosajdeniem. In: Lakokrasocinie materiali i ih primenenie, nr. 2, 1972, p. 9—10.

]39] *Soudan, A.* Le traitement des peintures électrophorétiques sur résines échangenses d'ions. In: Galvano, nr. 421, 1972, p. 297—300.

[40] *Levinson, B.S.* Electrocoat powder coat rediate. Which and why? In: Journal of Paint Technology, **44**, nr. 569, 1972, p. 41—48.

[41] *Haney, E.E.* Coating applied by elektrophoresis. In: Plating, nov 1971, p. 1091—1093.

Intrat în redacţie la 16. VI. 1975

CZ 621.313

CALCUL
SERIE MODERNĂ
MOTOARE ASINCRONE TRIFAZATE
PROIECTARE
ROTOR ÎN SCURTCIRCUIT

Seria modernă de motoare asincrone trifazate din profilul întreprinderii „Electroprecizia"—Săcele

VALERIAN CIOFU, FLORIN DĂSCĂLESCU, REMI HERESCU, RODICA ZILBERMAN, ION GHEȚA*

1. Considerații generale

Fabricația de motoare electrice asincrone trifazate cu rotor în scurtcircuit, cunoaște, în prezent, o nouă etapă de dezvoltare, determinată, în principal, de îmbunătățirea calitativă a materialelor de bază care se utilizează în construcția acestora: tablă electrotehnică, conductoare electrice izolate și materiale electroizolante. Reducerea pierderilor de bază în fier la inducții mari pentru tabla electrotehnică, fabricația de noi conductoare electrice și materiale electroizolante cu stabilitate termică ridicată au permis proiectanților și fabricanților de mașini electrice realizarea de noi serii unitare de motoare asincrone trifazate.

Pe linie internațională (CEI, CAER), încă din anul 1968 s-a ridicat problema abordării unei noi corelări a puterilor cu dimeniunile de montaj ale motoarelor asincrone trifazate. Astfel, recomandarea de standardizare RS 3031—71, elaborată și aprobată de țările socialiste membre CAER, impune o creștere cu una sau două trepte a puterilor în actualele dimensiuni de montaj (tab. 1). În subcomitetul CEI nr. 2B problema dimensiunilor mașinilor electrice a ajuns în faza de definitivare a scărilor de puteri și dimensiuni de montaj îmbunătățite, care să permită în 1975—1976 abordarea unei corelări generale economic optime.

În cadrul lucrărilor de cercetare și proiectare abordate în Institutul de cercetare pentru industria electrotehnică — ICPE — București, aceste deziderate au constituit obiectivul principal ce trebuia rezolvat la cel mai înalt nivel.

Astfel, la dezvoltarea întreprinderii Electroprecizia—Săcele ICPE a participat cu proiectarea unei serii moderne de motoare asincrone trifazate cu rotor în scurtcircuit de uz general, din gama de putere de la 0,37 kW la 7,5 kW, încadrată în gabarite cuprinse între 80 și 132, conform STAS 9444/1—75 (tabelul 1), cu protecție constructivă IP44.

* Ing. *Val. Ciofu*, cercetător pr. II. este director adjunct științific ICPE; ing. *Fl. Dăscălescu*, cercetător pr. III, șef laborator ICPE; ing. *R. Herescu*, cercetător pr. II; ing. *R. Zilberman*, cercetător pr. III ICPE și ing. *I. Gheța*, șef atelier proiectare la Intreprinderea Electroprecizia — Săcele.

Colectivul de cercetare și proiectare care a contribuit la realizarea tematicii este format din: ing. Corpaciu Viorica, ing. Iacob Dan, ing. Ivan Cornel, ing. Palu Ion, fiz. Pascu Viorel, ing. Petcu Gheorghe, ing. Sârbu Mircea de la ICPR-București; ing. Birzescu Alexandru, ing. Boroș Arpad, ing. Liess Herbert, ing. Szekely Arpad, Iosif Seuleanu de la Întreprinderea Electroprecizia-Săcele.

Tabelul 1

Gabarit H [mm]		3000 rot/min		1500 rot/min		1000 rot/min		750 rot/min		
		DIN STAS	CAER (RS)	DIN STAS	CAER (RS)	DIN STAS	CAER (RS)	DIN	STAS	CAER (RS)
80		0,75	1,5	0,55	1,1	0,37	0,75	—	0,18	0,37
		1,1	2,2	0,75	1,1	0,55	1,1	—	0,25	0,55
90	S	1,5	—	1,1	—	0,75	—	—	0,37	—
	L	2,2	3	1,5	2,2	1,1	1,5	—	(0,55)	0,75;1,1
100	S	—	4	—	3	—	—	—	—	—
	L	3	5,5	2,2;3	4	1,5	2,2	0,75;1,1	0,75;1,1	1,5
112	M	4	7,5	4	5,5	2,2	3;4	1,5	1,5	2,2;3
132	S	5,5;7,5	—	5,5	7,5	3	5,5	2,2	2,2	4
	M	—	11	7,5	11	4;5,5	7,5	3	3	5,5
DIN 42673;				STAS 9544/1—75;				RS 3031 — 71		

Valorile puterilor şi cele ale dimensiunilor de montaj corespund recomandărilor CEI.

Realizarea acestui obiectiv a impus ca de la bun început să se aibă în vedere asigurarea unor condiţii de primă importanţă, şi anume :

— parametrii electroenergetici şi de pornire la nivel mondial ;

— reducerea consumurilor de materiale active : tablă electrotehnică şi cupru ;

— construcţii care să permită utilizarea unor tehnologii de grup moderne şi realizarea economică a variantelor derivate ;

— realizarea unor produse cu un înalt grad de integrare, cu indici de calitate şi fiabilitate competitivi şi pe piaţa externă.

2. Calcul şi proiectare

Abordarea calculului şi proiectării noii serii s-a făcut pornind de la dezideratul obţinerii unor motoare cu parametrii optimi pentru beneficiar, motoare care, în acelaşi timp, să fie realizate cu cheltuieli de producţie convenabile pentru întreprinderea producătoare. Pornind de la metodologia clasică de proiectare [1—3] calculul electromagnetic al noii serii a fost condus după o schemă logică concepută, pentru utilizarea pe calculatoare electronice, în laboratorul de maşini electrice al ICPE. Această schemă urmăreşte indicarea mai multor soluţii pentru fiecare maşină în parte, după baleierea unui domeniu larg de dimensiuni geometrice şi date de înfăşurare, impuse prin datele iniţiale ale programului (fig. 1). În stabilirea acestor date iniţiale s-a ţinut cont de nivelul caracteristicilor materialelor utilizate în construcţia noilor motoare, de restricţiile tehnologice impuse de folosirea unor noi tehnologii şi de experienţa acumulată de proiectant şi producător ca urmare a strînsei lor colaborări. S-a avut, de asemenea, în vedere ca stabilirea unor dimensiuni transversale ale tolelor şi carcaselor fiecărui gabarit să permită tipizarea elementelor constructive în cazul trecerii ulterioare la o nouă serie de motoare cu puteri majorate la aceleaşi dimensiuni de montaj (CAER sau CEI) pentru a reduce, astfel, cheltuielile de asimilare în fabricaţie a acestei serii viitoare. Caracteristicile principale de calcul ale circuitelor magnetice sînt redate în figura 2.

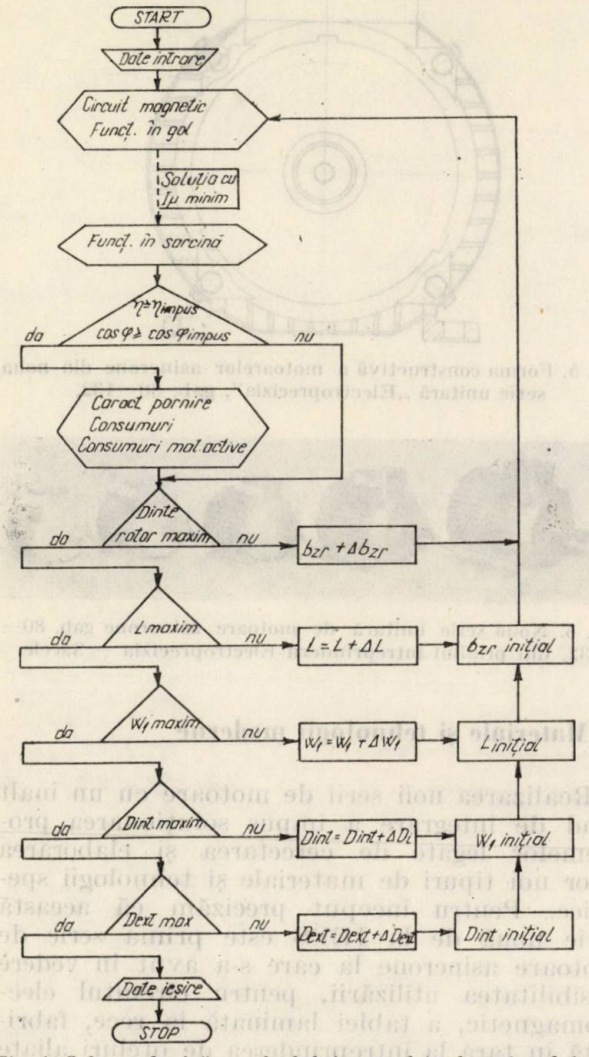


Fig. 1. Schema logică a calculului complet al motorului din noua serie.

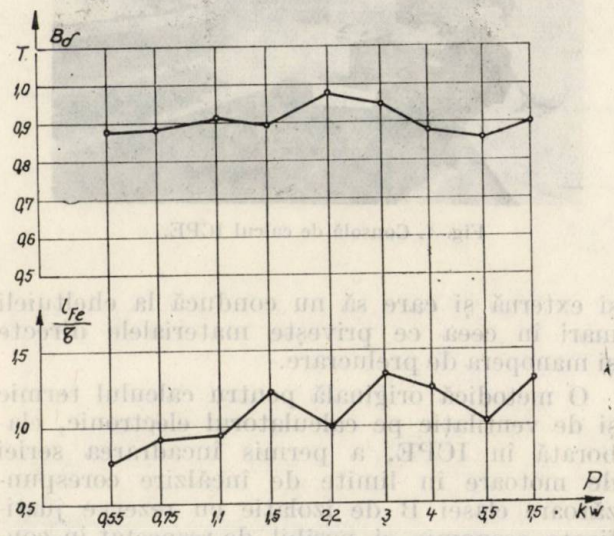


Fig. 2. Caracteristicile de calcul al circuitelor magnetice.

Calculele propriu-zise au fost realizate iniţial pe calculatorul ICL din cadrul Centrului de calcul al ICPE (fig. 3),iar ulterior, pe un calculator IRIS. În etapele viitoare aceste calcule se vor efectua într-un ritm şi mai rapid prin racordarea directă la un calculator central a unor aparate terminale de intrare-ieşire (fig. 4).

Soluţia finală pentru circuitul electromagnetic al fiecărei maşini a fost aleasă dintre cele indicate de calculator ca posibile, în funcţie de condiţiile impuse prin datele iniţiale.

Criteriile de alegere a acestor soluţii finale au fost determinate de obţinerea motoarelor cu parametrii electromagnetici şi de pornire la nivel mondial, competitive pe piaţa internă

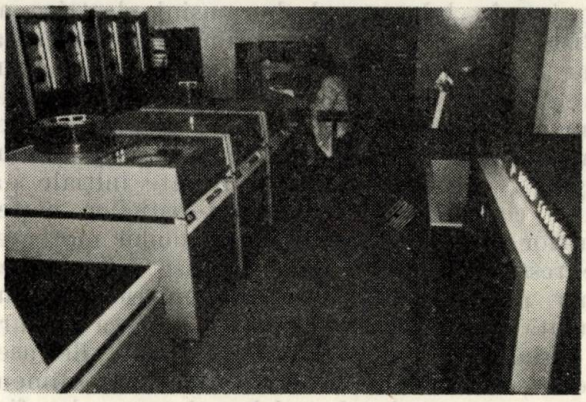


Fig. 3. Imagine din sala calculatoarelor de la ICPE. Centrul de Calcul.

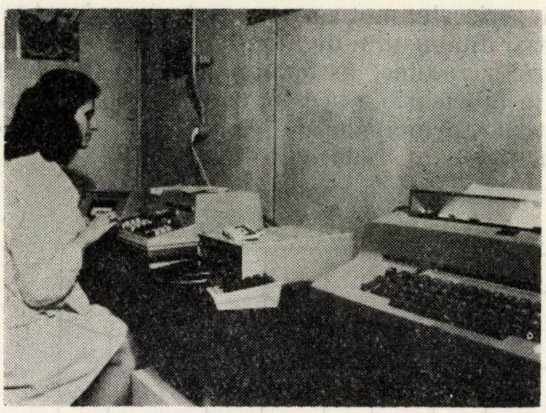


Fig. 4. Consolă de calcul ICPE.

şi externă şi care să nu conducă la cheltuieli mari în ceea ce priveşte materialele directe şi manopera de prelucrare.

O metodică originală pentru calculul termic şi de ventilaţie pe calculatorul electronic, elaborată în ICPE, a permis încadrarea seriei de motoare în limite de încălzire corespunzătoare clasei B de izolaţie cu rezerve justificate economic şi posibil de respectat în condiţii de fabricaţie predeterminate de proiectul tehnologic al noii fabrici.

Pe baza primelor date de calcul şi apoi, în strînsă corelare cu acestea, s-au elaborat proiectele de execuţie ale întregii serii de motoare. Avînd în vedere avantajele şi impunerile noilor tehnologii moderne care s-au prevăzut a se adopta la IEPS, construcţia motoarelor este astfel concepută încît se asigură o robusteţe mecanică sporită, o estetică aparte, precum şi posibilitatea trecerii rapide la o nouă corelare de perspectivă. Figurile 5 şi 6 dau o imagine generală de ansamblu a întregii serii.

Dispunerea nervurilor pe carcasă şi circuitul de ventilaţie adoptat au permis o încărcare termică sporită a maşinilor [1], [4].

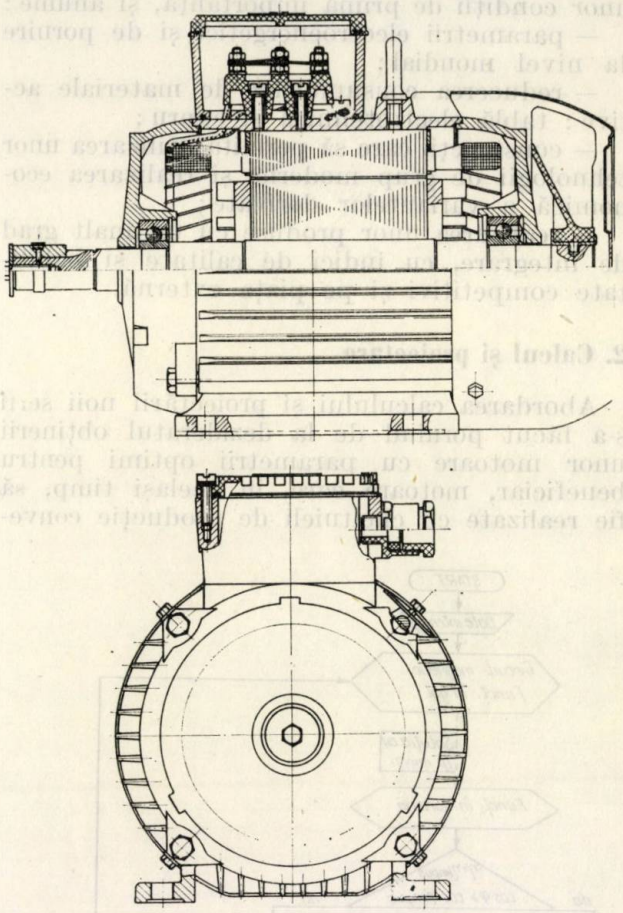


Fig. 5. Forma constructivă a motoarelor asincrone din noua serie unitară „Electroprecizia", gab. 80—132.

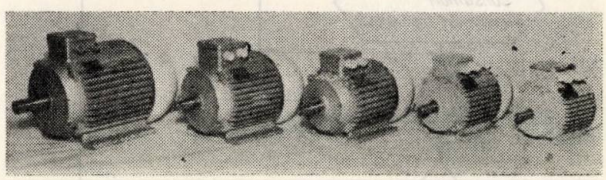


Fig. 6. Noua serie unitară de motoare asincrone gab. 80—132, din profilul întreprinderii Electroprecizia — Săcele.

3. Materiale şi tehnologii moderne

Realizarea noii serii de motoare cu un înalt grad de integrare a impus soluţionarea problemelor legate de cercetarea şi elaborarea unor noi tipuri de materiale şi tehnologii specifice. Pentru început precizăm că această serie nouă de la IEPS este prima serie de motoare asincrone la care s-a avut în vedere posibilitatea utilizării, pentru circuitul electromagnetic, a tablei laminată la rece, fabricată în ţară la întreprinderea de oţeluri aliate din Tîrgovişte [5].

Materialele necesare asigurării clasei de izolaţie B a maşinilor sînt, de asemenea, asimilate în ţară. Schemele de izolaţie şi materialele preconizate au fost elaborate şi experimentate în cadrul ICPE. Acestea s-au supus la următoarele testări şi experimentări :

— îmbătrînirea termică accelerată în etuve termostatate ;

— expunerea la umiditate ;

— verificarea în funcţionare accelerată pe o instalaţie specială (fig. 7).

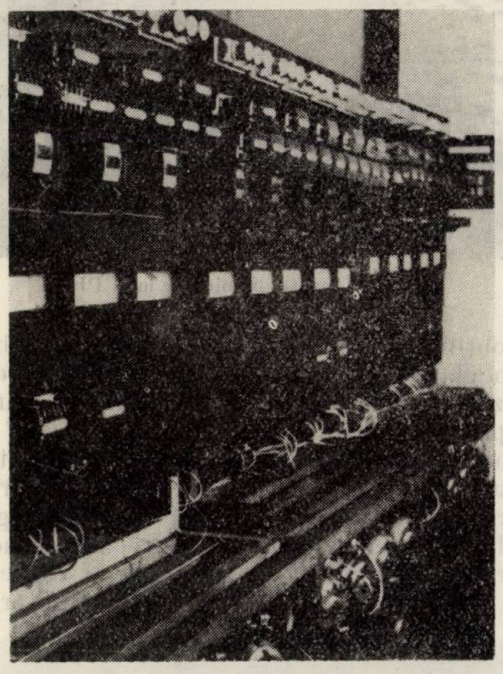


Fig. 7. Instalaţie pentru determinarea experimentală a duratei de viaţă a izolaţiei maşinilor electrice.

Instalaţia din figura 7 asigură încercarea simultană a 15 motoare la un ciclu de funcţionare reglabil, cu reversări de sens, prin măsurarea automată a temperaturii. S-a adoptat, în consecinţă, ca pentru izolarea crestăturilor şi a capetelor de bobină, să se utilizeze folia poliesterică de diferite grosimi fabricată la Întreprinderea de mase plastice din Iaşi.

Conductoarele de cupru, simplu sau dublu emailate, fabricate la ICME, asigură, de asemenea, o comportare foarte bună atît din punct de vedere mecanic, la bobinarea automată, cît şi în ceea ce priveşte comportarea la încălzire şi compatibilitate cu răşinile poliesterice de impregnare.

Învelişul exterior al motoarelor (carcasă, scuturi) va fi din fontă Fc 15 turnată printr-o tehnologie modernă la turnătoria de fier de la Vlăhiţa.

Lăgăruirea maşinilor este asigurată prin rulmenţi cu bile, egali, de tip Z sau RS. Alegerea calitativă a acestora s-a făcut pe bază de calcule de încărcare şi experimentări funcţionale.

Masele plastice şi metalele uşoare se folosesc la construcţia capotelor, ventilatoarelor şi a cutiilor de borne [6].

Din punct de vedere tehnologic noua serie de motoare asincrone va beneficia de ultimile realizări în acest domeniu. Dintre acestea enumerăm următoarele :

— *executarea bobinelor, introducerea în crestături, împănarea şi consolidarea capetelor* se va face cu maşini automate de bobinat, care asigură o reducere a manoperei directe cu circa 30% faţă de soluţia clasică semiautomatizată ;

— *impregnarea bobinajului* stator se face prin procedeul de picurare, folosind răşini poliesterice produse în ţară. Această tehnologie va asigura o reducere a manoperei directe şi a consumului de lacuri de impregnare cu circa 10% faţă de tehnologia clasică de imersie şi uscare în cuptoare ;

— *operaţiile de prelucrare mecanică* se vor executa pe maşini agregat şi linii de transfer (prelucrarea carcaselor şi scuturilor pe maşini agregat, prelucrarea arborilor şi rotoarelor pe linii de transfer) ;

— *grunduirea şi vopsirea intermediară şi finală* se vor face în fluxul de fabricaţie pe conveiere automatizate, cu uscare în cuptoare tunel ;

— pentru evitarea creării de stocuri pe locurile de muncă este prevăzută *mecanizarea transportului uzinal prin conveiere* ;

— pe tot fluxul de fabricaţie sînt prevăzute *posturi de control intermediar şi final automatizate sau semiautomatizate.*

Pentru asigurarea unei concepţii unitare tehnologice a seriei şi a unei bune organizări a producţiei, încă de la elaborarea documentaţiei de execuţie s-a avut în vedere *adoptarea sistemului de conducere automată a producţiei, cu ajutorul calculatoarelor electronice.*

4. Rezultate experimentale

Eforturile conjugate ale institutului şi întreprinderii au dus în decursul activităţii noastre la executarea unor loturi de prototipuri pentru fiecare tip de motor din întreaga serie. La execuţia acestor prototipuri s-a urmărit ca elementele de noutate tehnologică să fie reproduse cît mai fidel posibil în raport cu producţia de serie (execuţia bobinelor şi impregnarea pachetului stator, încadrarea în cotele şi toleranţele acestora prevăzute în documentaţie, turnarea coliviilor rotor prin respectarea calităţii prescrise a aluminiului).

Încercarea acestor prototipuri în laboratoarele întreprinderii şi ale institutului (fig. 8) a demonstrat că eforturile depuse au condus la deplina confirmare a temei de proiectare.

Astfel, din punct de vedere al parametrilor electroenergetici (randament, factor de putere) şi de pornire (raportul dintre cuplul relativ

și curentul relativ de pornire), valorile experimentale sînt la nivelul ultimelor realizări ale firmelor cu renume. În figura 9 se compară nivelul acestor parametri cu cei prezentați de firma AEG în catalogul pe 1975—1976.

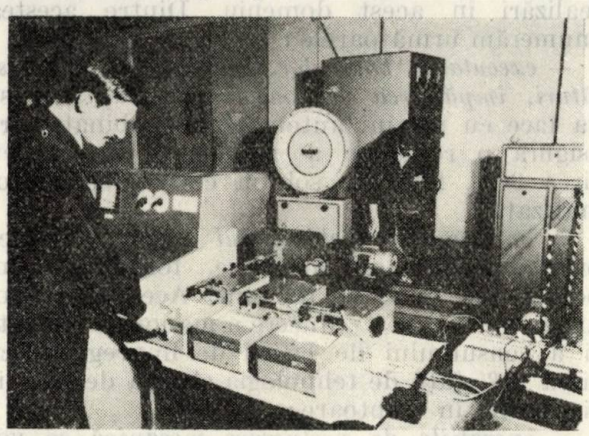


Fig. 8. Stand de încercare ICPE.

Nivelul calitativ superior al acestei serii este asigurat și din punct de vedere al parametrilor de zgomot și vibrații. Pe baza încercărilor efectuate în camera anecoidă a instituțului (fig. 10), dotată cu aparatură de înaltă precizie, a rezultat că nivelul de zgomot și vibrații al motoarelor este sub cel admis de norme (STAS 8274-74, STAS 8681-70).

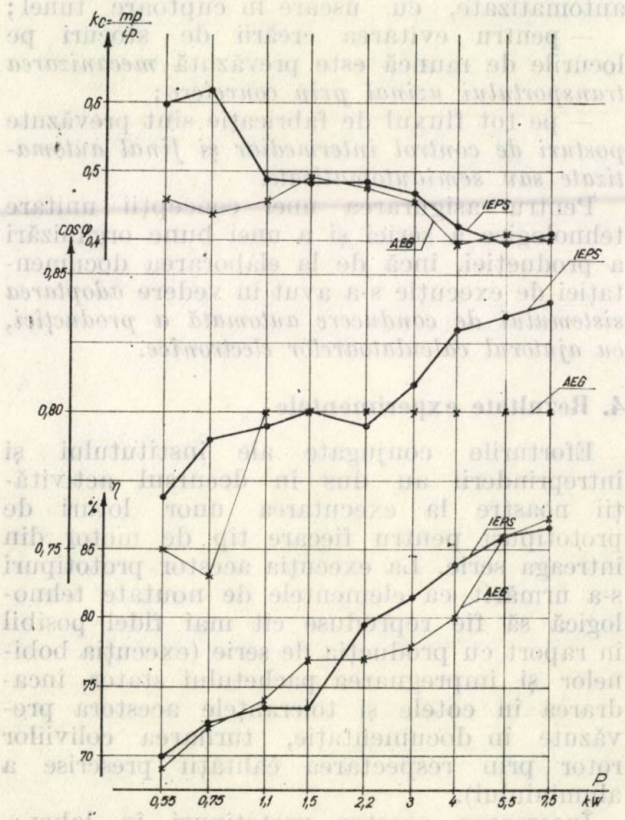


Fig. 9. Parametrii motoarelor din noua serie „Electroprecizia", în comparație cu seria AEG (1975—1976), la 2p = 4.

Precizăm că valorile mai reduse ale presiunii acustice sînt în concordanță cu cerința de reducere a poluării fonice datorită motoarelor asincrone care au o largă gamă de utilizări,

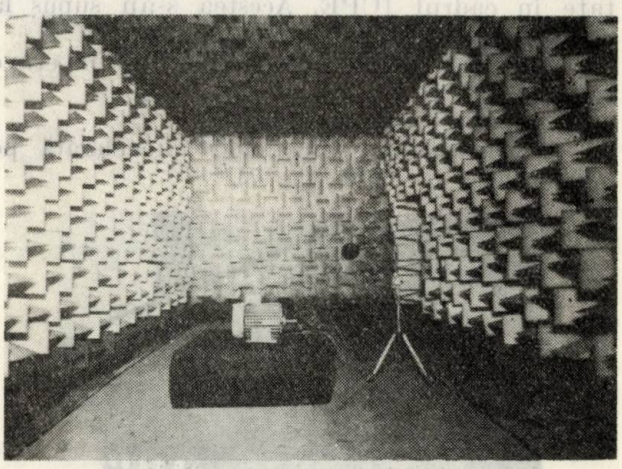


Fig. 10. Camera anecoidă de la ICPE.

iar obținerea unui nivel al vitezei de vibrație cu o clasă sub cea normală creează premisa utilizării acestor motoare și la mașinile-unelte de precizie.

Paralel cu verificările parametrilor tipici, în cadrul institutului, s-au efectuat o serie de încercări speciale care atestă și mai pregnant nivelul acestei serii de motoare asincrone. În figura 11 este dată ca exemplu o caracteristică mecanică $M = f(s)$ a unui motor din

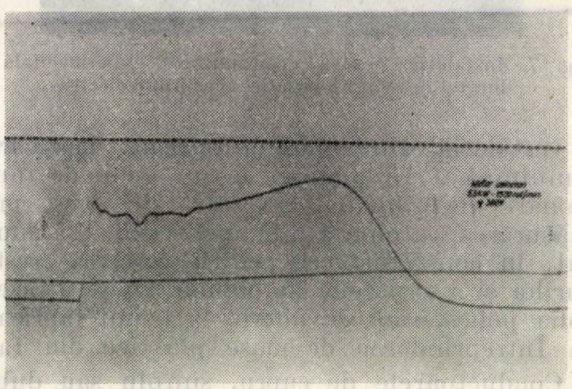


Fig. 11. Caracteristica mecanică $M = f(s)$.

gabaritul 132, ridicată experimental prin oscilografiere, pe o instalație specială (fig. 12) concepută și realizată în ICPE.

Prin forma ei, caracteristica atestă atît lipsa unor cupluri parazite asincrone și sincrone pronunțate în timpul pornirii, care ar crea pericolul „agățării" motorului înainte de a ajunge la turația nominală, cît și capacitatea normală de supraîncărcare a motorului, ceea ce este caracteristic pentru nivelul calculului și proiectării întregii serii.

Verificarea tuturor calităților noii serii s-a realizat și prin încercări de durată pentru

stabilirea indicatorilor de fiabilitate. Aceste încercări au fost efectuate pe baza unei metodologii proprii [7] și cu ajutorul unei instalații concepute și executate în ICPE (fig. 13).

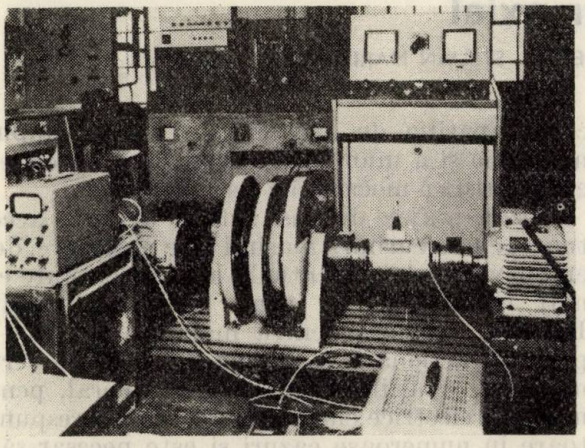


Fig. 12. Instalație specială pentru ridicarea caracteristicii mecanice $M = f(s)$.

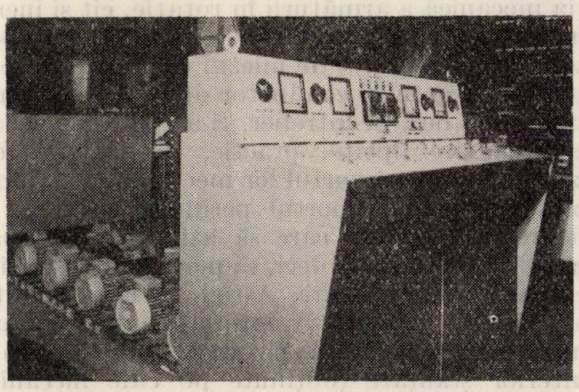


Fig. 13. Instalație pentru încercarea la fiabilitate a motoarelor asincrone.

5. Concluzii

Seria de motoare asincrone, prezentată mai sus, realizată prin strînsa colaborare între institut și întreprindere, crează premisele competitivității la export a industriei de motoare electrice românești.

Pe lîngă avantajele determinate de nivelul parametrilor și costul fabricației, noua serie, prin modul în care a fost concepută, prezintă și avantajul posibilității trecerii eventuale la corelarea CAER (RS. 3031-71) și la corelarea în curs de elaborare în cadrul CEI.

Din această serie, considerată de bază, se pot obține, prin modificări constructive minime și cu abateri nesemnificative de la fluxul tehnologic, majoritatea construcțiilor derivate (motoare pentru rețele de 60 Hz, cu mai multe turații, fără ventilator, cu alunecare mărită, cu nivel de vibrații redus, în execuție navală, pentru medii chimice agresive, în execuție tropicalizată, pentru mașini-unelte etc.).

Sintetizînd caracteristicile obținute pentru noua serie de motoare asincrone din profilul IEPS, caracterul de serie modernă derivă din următoarele aspecte:

— se încadrează în standardele și recomandările internaționale (DIN, CEI);

— are parametrii electroenergetici și de pornire la nivel mondial;

— parametrii de zgomot și vibrații sînt reduși, ceea ce contribuie la reducerea gradului de poluare pe platformele industriale;

— construcția robustă în fontă, cu o estetică aparte, care rezolvă și problemele tehnologice specifice;

— construcția cu grad de protecție IP44, care poate asigura și protecția IP54;

— utilizarea ultimelor realizări în domeniul materialelor active;

— utilizarea celor mai noi tehnologii de fabricație.

Bibliografie

[1] *Sergheev, P.S.* ș.a. Proiektirovanie elektriceskih mașin. (Proiectarea mașinilor electrice), ediția a III-a. Moscova, Editura Energhia, 1970, 632 pag.

[2] *Richter, R.* Mașini electrice, ediția I vol. IV. București, Editura tehnică, 1960, 448 pag.

[3] *Bălă, C.* Proiectarea mașinilor electrice. București, Editura didactică și pedagogică, 1967, 246 pag.

[4] *Ivan, C.* Contribuții privind condițiile aerodinamice la motoarele electrice cu răcire exterioară. A III-a conferință a electricienilor și a VIII-a Sesiune tehnico-științifică-ICPE. București, sep 1972.

[5] *Cistelecan, M., Herescu, R., Mereanu, A., Pascu, V.* Nivelul actual al parametrilor tolei magnetice laminate la rece. A X-a Sesiune de comunicări tehnico-științifice ICPE, București, iunie 1974.

[6] *Dăscălescu, Fl.* ș.a. Mase plastice în construcția de motoare asincrone. Realizări. Perspective. A X-a Sesiune de comunicări tehnico-științifice ICPE, București, iunie 1974.

[7] *Demeter, E.* Considerații privind cercetarea fiabilității motoarelor electrice asincrone trifazate cu rotor în scurtcircuit. Lucrările ICPE, nr. 29, 1973, p. 1—7.

Intrat în redacție la 16. VI. 1975

CZ 621.313.17–523.8

MAŞINI ELECTRICE
INTREFIER AXIAL
ROTOR DISC

Realizări şi perspective în domeniul maşinilor electrice cu întrefier axial

SIGISMUND ŞLAIHER, GHEORGHE MIHAI MIHĂIESCU, STELIAN MARINESCU * — Bucureşti

1. Introducere

Apariţia maşinilor electrice cu întrefier axial ca şi spectaculoasa lor evoluţie are un caracter obiectiv, izvorît din necesităţile impuse de dezvoltarea impetuoasă a automatizării în diversele ramuri industriale. Caracteristicile maşinilor electrice clasice nu mai satisfaceau noile condiţii impuse de această tehnică.

Într-adevăr, cuplul dezvoltat de o maşină electrică şi, deci, la o turaţie dată, puterea utilă a acesteia depind, în ultimă instanţă, de inducţia magnetică în întrefier şi de solenaţia specifică indusă. În scopul obţinerii de valori cît mai ridicate pentru aceşti parametri, circuitul magnetic se realizează, în principal, din materiale feromagnetice, iar conductoarele se introduc în crestături. În acest mod, prezenţa fierului permite obţinerea unei permeabilităţi magnetice echivalente a circuitului magnetic al maşinii şi, deci, a unei inducţii magnetice relativ ridicate, iar existenţa crestăturilor asigură zona necesară de aşezare a conductoarelor înfăşurării, care să producă o solenaţie specifică de mărime ridicată.

Aceste soluţii, universal adoptate pentru maşinile electrice clasice, prezintă însă inconveniente evidente pentru anumite categorii speciale de maşini. Astfel, prezenţa fierului pe armătura rotorică face ca inerţia mecanică şi cea magnetică ale acesteia să fie relativ mari, ceea ce duce la constante de timp electromecanice şi electromagnetice de valori ridicate şi, deci, la o viteză de răspuns redusă. În plus, prezenţa materialului feromagnetic conduce la pierderi prin curenţi turbionari şi histerezis, la caracteristici neliniare pentru maşină şi în situaţii limită la apariţia fenomenului nedorit de saturaţie magnetică. Pe de altă parte, din cauza izolaţiei electrice, factorul de umplere este relativ mic, iar temperatura pe care o suportă această izolaţie şi coeficientul disipării căldurii de pe suprafaţa conductoarelor izolate fiind scăzute, solenaţia specifică şi densitatea de curent admisibilă sînt menţinute la valori relativ reduse.

Este de menţionat, de asemenea, faptul că prezenţa unei zone crestate pe una, sau chiar pe ambele armături, prezintă o sursă de variaţie a reluctanţei magnetice la deplasarea relativă dintre stator şi rotor, ceea ce are drept consecinţă apariţia de armonici în curba cîmpului magnetic şi a unor cupluri parazite nedorite în caracteristica mecanică a servomotorului.

Dezavantajele descrise sînt cu atît mai accentuate, cu cît curbura maşinii este mai mare, deci, cu cît valoarea procentuală a zonei crestate este mai mare faţă de zona magnetică activă. Rezultă, deci că, pentru maşinile electrice de putere fracţionară şi, în special, pentru servomotoare, soluţiile adoptate, în general, pentru maşinile electrice clasice nu mai sînt corespunzătoare în numeroase cazuri şi este necesar să se recurgă la soluţii noi.

În această lumină, pentru a reduce atît inerţia mecanică a armăturii în rotaţie, cît şi inerţia magnetică a înfăşurării indusului, s-a recurs la separarea rotorului de miezul de fier, prin scoaterea elementului conductor de curent din crestătura de fier, în întrefier. S-au obţinut, astfel, conductoare lipsite, practic, de izolaţie (dar izolate faţă de suportul lor mecanic), de o formă plată, la care raportul perimetru-secţiune să fie relativ ridicat, care să asigure o evacuare rapidă a căldurii şi, deci, să permită densităţi de curent sensibil mărite. Astfel au apărut iniţial aşa-zisele înfăşurări formate din circuite imprimate (obţinute pe cale fotochimică) şi ulterior ştanţate (obţinute pe cale mecanică) [1]. Deoarece acestea presupun un domeniu plan, a rezultat o maşină electrică cu înfăşurări radiale plane şi întrefier axial, la care deziderateleamintite mai sus sînt, în linii mari, realizate.

La dezvoltarea acestor noi categorii tehnologice de maşini electrice, impuse de necesităţi obiective legate, în special, de domeniul automatizărilor, a contribuit o grupă de cercetători români din cadrul Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică (ICPE). Activitatea în acest domeniu s-a concretizat în realizarea prin concepţie proprie, brevetată, a unor prototipuri omologate şi asimilate în industria electrotehnică din ţara noastră [2—4].

2. Elemente constructive şi tehnologice

Contribuţia cercetătorilor români în domeniul maşinilor electrice cu întrefier axial se referă atît la soluţiile teoretice, legate de obţinerea înfăşurărilor de curent continuu sub formă de conductoare lamelare ştanţate şi de calculul sistemului electromagnetic al maşinii, cît şi la tehnologia de realizare a rotoarelor disc, care, în comparaţie cu cele realizate în străinătate prezintă avantajul important al unui colector

* Ing. *S. Şlaiher* este şeful laboratorului de maşini electrice speciale din ICPE, ing. *Gh. M. Mihăiescu* şi ing. *S. Marinescu* lucrează la acelaşi laborator.

separat, ştanţat simultan cu conductoarele lamelare, şi care are drept consecinţă o esenţială mărire a duratei de viaţă şi siguranţei în funcţionare a maşinii.

Maşinile electrice de curent continuu cu întrefier axial şi rotor disc cuprind, în principal, următoarele elemente :

a. Sistemul inductor care este format, de regulă, din magneţi permanenţi din ferită anizotropă sau metalici (alnico), lipiţi pe o armătură statorică de oţel (fig. 1) şi alternaţi ca

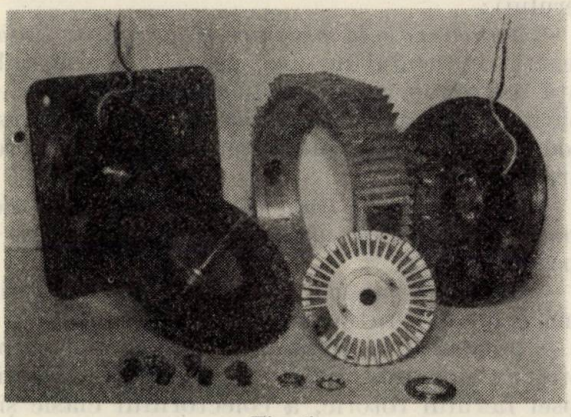


Fig. 1

polaritate. Sistemul inductor poate fi asimetric, în care caz întrefierul este delimitat, pe de o parte de magneţi permanenţi şi pe de altă parte de o a doua armătură statornică plată, sau simetrică, în care caz întrefierul este delimitat de ambele părţi de magneţi permanenţi, aşezaţi faţă în faţă, cu polarităţi opuse şi lipiţi pe cele două armături statornice.

b. Rotorul disc care este plasat în întrefier (fig. 1). Discul rotor propriu-zis este fixat pe axul maşinii cu ajutorul unei flanşe, pe care este lipit, cu un strat izolant intermediar. Circuitul rotoric indus este format dintr-un bobinaj închis (fig. 2 şi 3) ondulat, buclat sau mixt cu conductoare lamelare dispuse de o parte şi de alta a unei folii izolante în formă de disc. Spirele înfăşurării se realizează prin conectarea corespunzătoare a capetelor conductoarelor, făcînd legătura electrică dintre conductoarele de pe cele două feţe ale discului.

Rotorul poate cuprinde mai multe discuri elementare izolate între ele, ca cel descris mai sus, care au capetele conductoarelor conectate astfel, încît să se realizeze o înfăşurare de curent continuu de tipul dorit. Rotorul prezentat în figura 4 cuprinde trei discuri rotor elementare, conectate în serie.

Din punct de vedere al bobinajului rotoric este avantajos să se realizeze maşini cu întrefier axial şi rotor disc cu număr mare de poli (6,8 sau 10), deoarece lungimea capetelor marginale ale conductoarelor scade cu creşterea numărului de poli. De asemenea, cu creşterea numărului de poli scade şi greutatea fierului necesar jugului magnetic statornic.

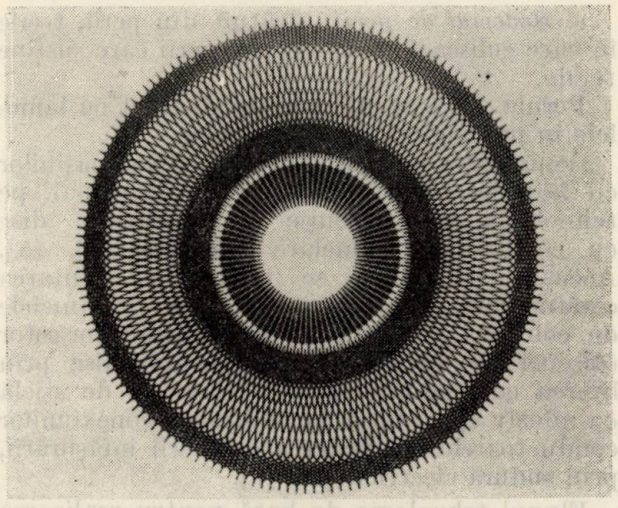
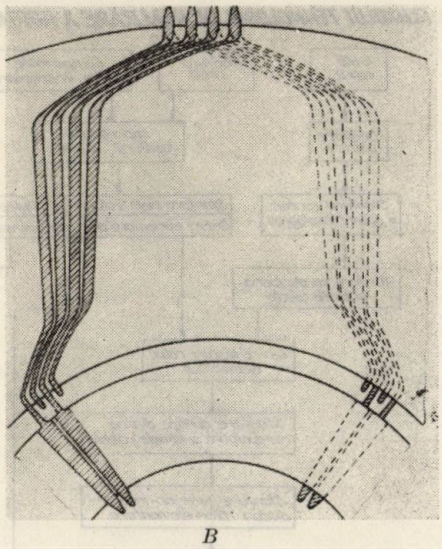


Fig. 2



A

B

Fig. 3

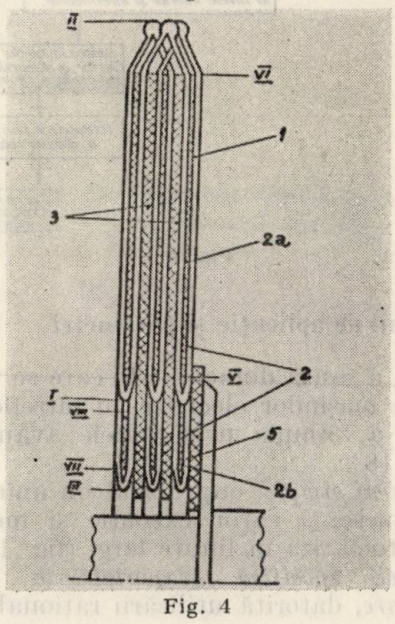


Fig. 4

c. Sistemul de perii, alcătuit din perii, tecile în care culisează și flanșa portperii care susține tecile.

Periile calcă pe un colector distinct cu lamelele în prelungirea conductoarelor.

Contribuția originală în realizarea mașinilor cu întrefier axial se axează, în principal, pe tehnologia de execuție a rotoarelor disc cu conductoare lamelare ștanțate [4], [5]. Această tehnologie se referă la ștanțarea conductoarelor lamelare simultan cu lamelele de colector, la obținerea subansamblelor rotor (discuri elementare) și a rotorului disc prin lipirea conductoarelor pe o țesătură de sticlă cu adeziv epoxidic și la realizarea conexiunilor conductoarelor în vederea obținerii înfășurării, prin sudură electrică [6], [7].

Fluxul tehnologic de bază pentru realizarea rotorului disc este dat în figura 5.

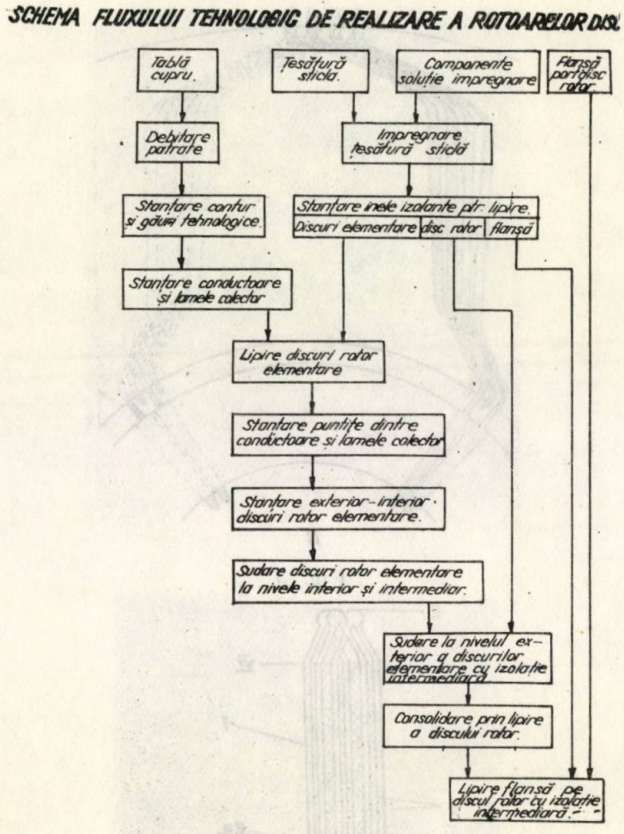


Fig. 5

3. Domenii de aplicație și parametri

Pentru a sesiza domeniile la care se pretează utilizarea mașinilor electrice cu întrefier axial, este util a formula următoarele avantaje ale acestora [8]:

— *mașini simple*, cuprinzînd un număr limitat de piese, a căror execuție și montaj se poate automatiza în limite largi (fig. 1);

— *putere specifică* (*raportată la greutate*) *relativ mare*, datorită utilizării raționale a materialelor magnetice și electrice (densitățile de curent folosite ajung la valori de 10 ori mai mari decît la mașinile clasice echivalente, dată fiind disipația bună de căldură a conductoarelor plate și neizolate);

— *gamă largă de turații*, ca urmare a greutății reduse a rotorului, a așezării circuitului electric pe suport cu bună rezistență la forțele centrifuge și a excelentei comutații chiar la suprasarcini și viteze mari (inductivitatea proprie a secțiilor indusului extrem de redusă din cauza lipsei fierului);

— *caracteristicile mecanice sînt riguros liniare* (reacția indusului nu are, practic, nici o influență asupra cîmpului inductor) și sînt perfect continue, chiar la viteză redusă (fluxul nu este modulat din cauza prezenței dinților și a crestăturilor);

— *constantele de timp electromecanice și electromagnetice extrem de reduse* (rotorul ușor și lipsa fierului);

— *dimensiunile de gabarit reduse*, datorită unei geometrii raționale;

— *greutatea, în ansamblu, redusă* în comparație cu mașinile clasice echivalente, datorită lipsei fierului rotoric, a colectorului clasic și a densității de curent în indus mărită;

— *posibilități variate de cuplaj electric* la mașinile cu mai multe discuri;

— *eliminarea lanțului cinematic intermediar* la sistemele de acționare cu turație redusă;

— *posibilitatea de a integra mașina electrică în ansamblul funcțional*, în mod avantajos (ca urmare a formei sale plate și a eliminării lanțului cinematic intermediar), ceea ce duce la o simplificare a concepției și fabricației acestor ansamble.

Pe lîngă avantajele menționate, mașinile electrice cu întrefier axial și rotor disc ridică o serie de probleme specifice. Astfel, geometria axial plană atrage după sine dificultatea de a realiza economic o suprafață plană perpendiculară pe un ax, precum și o anumită sensibilitate la solicitări mecanice și termice. De asemenea, valoarea relativ mare a întrefierului este supărătoare, în special, în cazul excitației electromagnetice.

Deoarece, din considerente tehnologice, numărul de conductoare pe o față a discului rotor este limitat, tensiunea la perii este relativ redusă. Folosirea rotoarelor alcătuite din mai multe discuri elementare și înserierea lor, așa cum s-a arătat anterior, rezolvă această problemă în mod satisfăcător.

Ținînd seama de cele arătate mai sus, ca și de experiența acumulată, în utilizarea de peste un deceniu a mașinilor electrice cu întrefier axial, în figura 6 se indică principalele domenii de utilizare.

Utilizarea motoarelor cu întrefier axial în domeniul automatizărilor este dictată, în special, de viteza de răspuns rapidă, ca urmare a inerției

reduse a rotorului disc și a posibilității obținerii unor cupluri impulsionale de valori ridicate. Contribuția românească în acest domeniu, este concretizată în motorul de acționare a vanelor

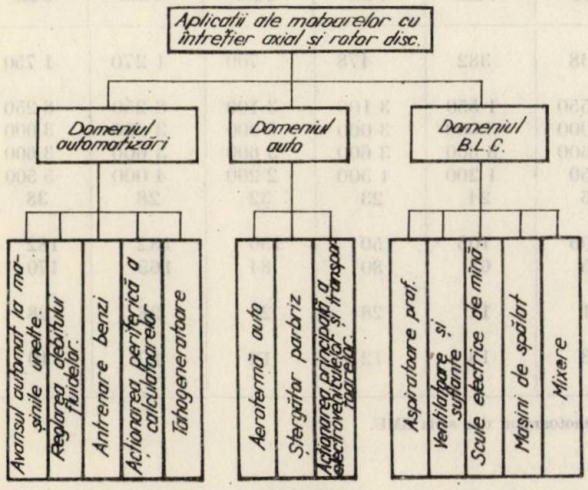


Fig. 6

Fig. 7

tip *MRD* (fig. 7), și în seriile de servomotoare pentru acționarea avansului la mașini-unelte, tip *SMU* și *SMUTI* (fig. 8).

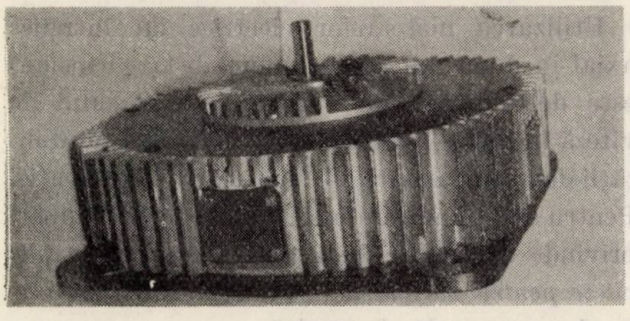


Fig. 8

Servomotorul MRD—1 se fabrică la intreprinderea Electrotehnica—București, iar servomotoarele din seriile *SMU* și *SMUTI*, se realizează prin microproducție la ICPE.

Una din instalațiile automatizate care folosesc ca organ de acționare servomotorul MRD—1, ale cărui caracteristici sînt date în tabelul 1,

Tabelul 1

Caracteristicile servomotorului MRD—1

Nr. crt.	Caracteristica	U.M.	Valoarea
1	Curentul nominal	A	13
2	Turația nominală	rot/min	300
3	Cuplul la curent nominal	N.cm	235
4	Tensiunea nominală	V	12
5	Puterea nominală	W	74
6	Masa	kg	20
7	Clasa de izolație	—	F
8	Tipul de protecție	—	IP 54

îl constituie instalația pentru comanda și reglarea debitului unor fluide, spre exemplu, a aburului în centralele electrice și în întreprinderi industriale.

Blocul de alimentare și comandă a servomotorului MRD—1 cuprinde:

— circuitul de forță, format din transformatorul de alimentare și circuitul de redresare, care conține două tiristoare în montaj antiparalel; după cum este aprins unul sau celălalt din tiristoare, motorul se rotește într-un sens sau celălalt, asigurînd închiderea și respectiv deschiderea vanei;

— regulatorul de poziție, format în principal dintr-un comparator, un amplificator de eroare și un circuit de aprindere, care, după necesități, asigură aprinderea unuia sau celuilalt din cele două tiristoare din circuitul de redresare;

— traductorul de poziție, constituit dintr-un potențiometru liniar, care fiind cuplat mecanic cu arborele servomotorului, transmite la intrarea regulatorului poziția în care se găsește vana.

Caracteristicile servomotoarelor tip SMU și SMUTI pentru acționarea avansului la mașini-unelte sînt date în tabelul 2, iar dimensiunile de gabarit în trei variante constructive și anume pentru tipul SMU cu tahogenerator REO—444, respectiv RN 1 și tipul SMUTI cu tahogenerator Hübner sînt date în figura 9.

Tabelul 2

Caracteristicile servomotoarelor din seriile SMU şi SMUTI *

Nr. crt.	Caracteristica	U.M.	SMU 180	SMU 370	SMU 750	SMU 1 200	SMU 1 500	SMU 2 200	SMU 4 000	SMU 5 500
1	Cuplul nominal	N.cm	57,5	118	238	382	478	700	1 270	1 750
2	Cuplul impulsional maxim	N.cm	400	400	1 550	1 550	3 100	3 100	8 250	8 250
3	Turaţia nominală	rot/min	3 000	3 000	3 000	3 000	3 000	3 000	3 000	3 000
4	Turaţia maximă	rot/min.	3 600	3 600	3 600	3 600	3 600	3 600	3 600	3 600
5	Puterea nominală	W	180	370	750	1 200	1 500	2 200	4 000	5 500
6	Curentul nominal	A	11	22	16	24	23	32	28	38
7	Curentul impulsional maxim	A	76	76	105	105	150	150	182	182
8	Tensiunea nominală	V	24	28	65	68	80	84	165	170
9	Momentul de inerţie	kgcm²	3,5	3,5	11	11	28	28	98	98
10	Constanta de timp mecanică	ms	25	25	13	13	12	12	10	10

* Caracteristicile servomotoarelor din seria SMUTI sînt identice cu cele ale servomotoarelor din seria SMU.

Servomotoarele din seriile SMU si SMUTI sînt destinate acţionărilor electrice reversibile rapide, fiind alimentate prin intermediul unui variator de turaţie. Această aplicaţie se referă, în principal, la acţionarea automată a avansurilor maşinilor-unelte, variatorul de turaţie fiind condus, de regulă, de un echipament numeric.

La funcţionarea în aceste condiţii apar ca foarte importante procesele de pornire şi frînare, unde sînt necesare acceleraţii mari, respectiv timpi de pornire şi frînare reduşi. Obţinerea de valori de ordinul zecilor de milisecunde pentru aceşti timpi, este posibilă datorită momentului de inerţie redus şi valorii ridicate a cuplului impulsional, la care pot fi solicitate aceste motoare.

Variatorul de turaţie, care este prevăzut cu regulator de turaţie şi cu regulator de curent, asigură posibilitatea realizării valorilor prescrise pentru curentul impulsional prin motor, respectiv a valorilor cuplului impulsional, în procesele de accelerare şi frînare, precum şi protecţia motorului în cazul valorilor prohibite de curent şi depăşirii timpilor de accelerare şi frînare admişi.

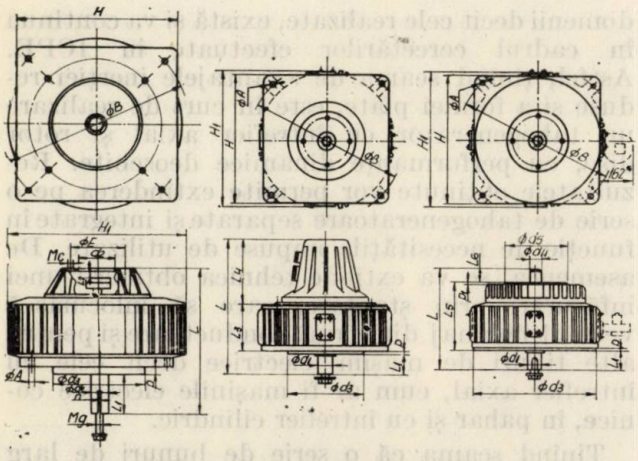
Traducerea valorii turaţiei motorului, pentru circuitul de reacţie al variatorului, se face cu ajutorul unui tahogenerator cuplat la arbore. Din acest punct de vedere, tahogeneratorul poate fi cuplat elastic (ataşat), ca în varianta SMU sau poate fi cuplat rigid (integrat), ca în varianta SMUTI.

Tot pentru domeniul automatizărilor, ţinînd seama de inerţia rotorică redusă şi de forma plată, în ICPE există preocupări pentru realizarea de *tahogeneratoare cu întrefier axial şi rotor disc* (fig. 10) cu performanţe dinamice deosebite.

Utilizarea motoarelor cu întrefier axial în domeniul auto ca aerotermă, ştergător parbriz, este determinată de avantajele oferite de forma plată, simplitatea constructivă, greutatea redusă şi tehnologia pretabilă la automatizare pentru serii mari de fabricaţie. În cadrul ICPE s-au proiectat şi realizat, în acest domeniu, *seria de motoare tip ARS*, pentru aeroterma auto (fig. 11), ale căror performanţe sînt prezentate în tabelul 3.

Tot în domeniul auto, dar ca motor de acţionare principală la electrovehicule, se pot folosi motoare cu întrefieruri axiale şi juguri rotorice [9], care prezintă în plus o deosebită robusteţe mecanică. Din seria MRDV de astfel de motoare a fost realizat în ICPE *motorul MRDV—1*, pentru acţionarea electromopedului tip ELMO. Caracteristicile acestui motor sînt date în tabelul 4.

Utilizarea motoarelor electrice cu întrefier axial în domeniul BLC (bunuri de larg consum) este determinată de avantajele reglajului de viteză în limite largi, a formei plate şi a posibilităţii de automatizare a tehnologiei de fabricaţie. Pentru acest domeniu în ICPE există preocupări privind realizarea *motoarelor cu mai multe viteze pentru maşina de spălat şi pentru aspiratorul cu comandă electronică.*



Masa [kg] şi dimensiuni [mm]

Caract. \ Tip	SMU-180	SMU-370*	SMU 750	SMU-1200*	SMU-1500	SMU-2200*	SMU-4000	SMU-5500*	SMUTI-1500	SMUTI*-2500	SMUTI-4000	SMUTI*-5500
Masa	7,5	10,5	17	20	25,5	28,5	52	55	25,5	28,5	45,5	48,5
Tip. prot.	IP44		IP44		IP44		IP44		IP44		IP44	
L	220		177		179		228		218,6		235	
L_1	30		50		50		60		52		60	
L_2	—		24		24		24		—		—	
L_3	66		77		86		118		—		—	
L_4	125		44		36		45		—		—	
L_5	—		—		—		—		121,6		130	
L_6	—		—		—		—		42,5		42,5	
H	180		208		258		310		300		350	
H_1	169		220		282		360		282		360	
Tip Flanşă	F 215		—		—		—		F 350		F 400	
d_1	14		20		24		28		24		28	
d_2	—		85		85		85		—		—	
d_3	180		130		130		250		300		350	
d_4	—		—		—		—		16		16	
d_5	—		—		—		—		88		88	
p	4		5		6,5		5		7,5		5	
p_1	—		—		—		—		2,5		2,5	
B	215		250		320		380		350		400	
A	15		11		15		18		19		19	
E	—		100		100		100		—		—	
c	—		6		6		6		—		—	
n	5		8		8		8		8		8	
g	5		8		8		8		8		8	
Varianta	II		I		I		I		III		III	

*) Servomotor prevăzut cu ventilaţie forţată.

Fig. 9

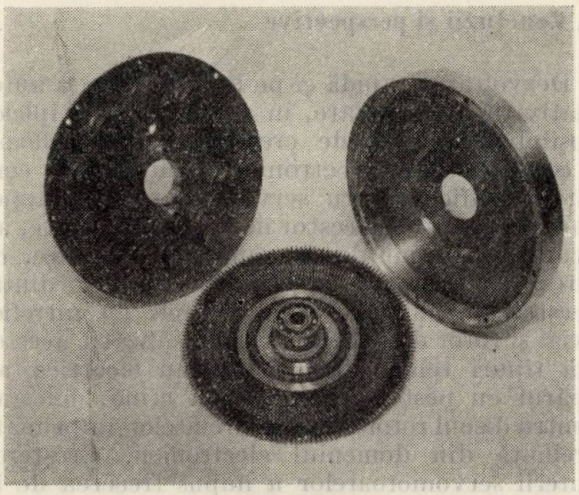


Fig. 10

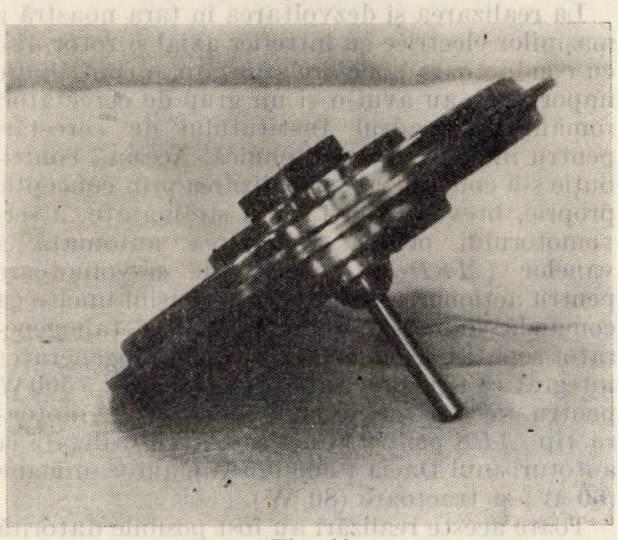


Fig. 11

Tabelul 3

Caracteristicile motoarelor din seria ARS

Nr. crt.	Caracteristica	U.M.	ARS-1	ARS-2	ARS-3
1	Tensiunea nominală	V	12	12	12
2	Puterea nominală	W	85	60	25
3	Turaţia nominală	rot/min	2 600	3 000	3 000
4	Curentul nominal	A	10,5	7	3
5	Masa	kg	1,8	1,8	1,8

Tabelul 4

Caracteristicile motorului MRDV – 1

Nr. crt.	Caracteristica	U.M.	Valoarea
1	Puterea nominală	W	500
2	Tensiunea nominală	V	24
3	Turaţia nominală	rot/min	2500
4	Curentul nominal	A	30

4. Concluzii şi perspective

Dezvoltarea rapidă şi pe un front larg a automatizărilor ca urmare, în special, a multiplelor posibilităţi create de creşterea spectaculoasă a componentelor electronice, a impus noi condiţii specifice pentru servomotoarele de acţionare. Ca urmare a acestor necesităţi obiective, au apărut tipuri noi de servomotoare electrice, cu viteze de răspuns extrem de rapide, dintre acestea făcînd parte şi motoarele cu întrefier axial şi rotor disc. Începuturile realizării acestor noi tipuri tehnologice de maşini electrice au apărut cu peste un deceniu în urmă, folosind pentru discul rotor tehnica circuitelor imprimate preluată din domeniul electronicii. Creşterea puterii servomotoarelor a impus trecerea de la această tehnică fotochimică la tehnica realizării conductoarelor lamelare prin ştanţare.

La realizarea şi dezvoltarea în ţara noastră a maşinilor electrice cu întrefier axial şi rotor disc cu conductoare lamelare ştanţate, o contribuţie importantă au avut-o şi un grup de cercetători români din cadrul Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică. Această contribuţie s-a concretizat în realizarea prin concepţie proprie, brevetată în ţară şi străinătate, a servomotorului pentru acţionarea automată a vanelor (*MRD-1*), a seriei de servomotoare pentru acţionarea avansului la maşini-unelte cu comandă numerică, seria *SMU*, cu tahogenerator separat şi seria *SMUTI*, cu tahogenerator integrat (8 tipodimensiuni de la 180 W la 5 500 W pentru fiecare serie), cum şi a seriei de motoare tip *ARS* pentru aerotermă auto, utilizate la autoturismul Dacia 1 300 (25 W), autocamioane (60 W) şi tractoare (80 W).

Toate aceste realizări au fost posibile datorită sprijinului susţinut din partea tov. prof. dr. doc. ing. *D.F. Lăzăroiu*, care a iniţiat cercetările efectuate şi a adus o contribuţie preţioasă la concepţia tehnologică, precum şi încrederii şi sprijinului material acordat de conducerea MICMUE şi ICPE. Menţionăm, de asemenea, spiritul de colaborare şi contribuţia adusă de către IPA la crearea variatoarelor de turaţie pentru aceste servomotoare, precum şi înţelegerea pe care am găsit-o la beneficiarii cercetătorilor în acest domeniu : întreprinderea „Electrotehnica" şi la principalul utilizator, ICPMUA.

Preocuparea pentru dezvoltarea unor maşini care să îmbunătăţească şi să lărgească performanţele obţinute pînă în prezent, ca şi pentru extinderea rezultatelor obţinute pentru alte domenii decît cele realizate, există şi va continua în cadrul cercetărilor efectuate în ICPE. Astfel, ţinînd seama de avantajele inerţiei reduse şi a formei plate, este în curs de realizare un tahogenerator cu întrefier axial şi rotor disc, cu performanţe dinamice deosebite. Rezultatele obţinute vor permite extinderea pe o serie de tahogeneratoare separate şi integrate în funcţie de necesităţile impuse de utilizare. De asemenea, se va extinde tehnica obţinerii unei înfăşurări prin ştanţare, care să înlocuiască vechiul bobinaj din sîrmă conductoare şi pentru alte tipuri de maşini electrice decît cele cu întrefier axial, cum ar fi maşinile electrice conice, în pahar şi cu întrefier cilindric.

Ţinînd seama că o serie de bunuri de larg consum, cum ar fi aspiratoarele de praf, maşinile de spălat, ventilatoarele, mixerele etc., construite în variantă modernă cu mai multe viteze, cu reglaj electronic, adesea continuu, necesită motoare corespunzătoare, există preocuparea de a extinde aplicarea motoarelor cu conductoare lamelare ştanţate şi în acest domeniu.

În sfîrşit, trebuie să amintim că, deşi pînă în prezent realizările practice de motoare cu întrefier axial, atît în ţară, cît şi în străinătate, se referă exclusiv la alimentarea în curent continuu, există în prezent preocupări pentru realizarea unor materiale feromagnetice speciale, care să permită extinderea tehnologiei de fabricaţie a motoarelor cu întrefier axial şi pentru alimentarea în curent alternativ.

Bibliografie

[1] *Lăzăroiu, D.F.*, Maşini electrice cu inerţie redusă. Bucureşti, Editura Academiei R.S.R., 1969, 472 pag.

[2] *Lăzăroiu, D. F., Slaiher, S.* Maşini electrice de mică putere. Bucureşti, Editura tehnică, 1973, 511 pag.

[3] * * * Rotor disc cu conductoare lamelare. Brevet RSR nr. 53969.

[4] * * * Method of making a disc or cup rotor. Brevet USA, nr. 3. 869. 788.

[5] * * * Procedeu de confecţionare a rotoarelor cu conductoare lamelare ştanţate. Dosar OSIM 74290.

[6] * * * Procedeu tehnologic şi instalaţie de obţinere a conexiunilor electrice prin sudură cu arc. Brevet RSR nr. 55408.

[7] * * * Rotoare cu conductoare lamelare ştanţate, confecţionarea lor şi înfăşurările utilizate. Brevet RSR nr. 56652

[8] *Ciofu, L. Val.* Motores eléctricos con rotor disco y entrehierro axial de conception rumana. In : Electrotecnica **19**, nr. 312, ian. 1974, p. 60—65.

[9] * * * Maşină electrică cu rotor disc cu conductoare lamelare ştanţate şi jug rotoric. Dosar OSIM 78040.

Intrat în redacţie la 16.VI.1975

CZ 621.314.2:621.314.224

TRANSFORMATOARE SPECIALE
REGLAJ SUB SARCINĂ
STANDURI DE ÎNCERCĂRI
SOLUȚII NOI

Considerații privind transformatoarele speciale

ȘTEFAN GROSU* — București

1. Generalități

Noțiunea de special este întrucîtva neprecisă. Totuși ea este folosită și în electrotehnică. Există, astfel *mașini electrice speciale*. Vom căuta să definim, pe scurt, *transformatoarele speciale*.

Transformatorul uzual este cel care contribuie la transmiterea energiei de la centrale în rețelele de distribuție. Transformatorul special, de cele mai multe ori, constituie un utilaj tehnologic direct, sau într-un ansamblu și alimentează un singur receptor.

În categoria acestor transformatoare intră acelea pentru : tehnologii electrotermice (cuptoare, sudare etc.), redresoare și invertoare, receptoare cu tensiune înaltă (tuburi fluorescente, acceleratoare de particule etc.). Tot în această categorie intră și transformatoarele pentru standurile de încercări.

Fiecare din categoriile citate au ramificații. Astfel, cuptoarele pot fi cu arc sau cu inducție. Sudarea poate fi cu arc sau prin rezistență. Aceasta din urmă se poate referi, spre exemplu, la sudarea prin puncte, sau la sudarea cap la cap a șinelor de cale ferată. Nu am citat decît utilizările curente, dar domeniul este mult mai extins, și crește o dată cu evoluția și diversificarea tehnicii, în general, atît în ceea ce privește cerințele, cît și posibilitățile de realizare. Menționăm că nu avem în vedere transformatoarele de măsură sau cele de foarte mică putere (din aparate de radio, televizoare etc.), care constituie categorii aparte.

În domeniul analizat, deosebim unele aspecte funcționale specifice :

— efectul de reactor, în general reglabil ;
— variația tensiunii în secundar, în limite largi ;
— tensiuni înalte în condiții de gabarit redus ;
— folosirea frecvențelor medii.

Aceasta impune dezvoltarea unor capitole speciale privind :

— fluxul de dispersie și reactorul ;
— amplificarea magnetică ;
— sisteme specifice de reglaj sub sarcină pentru tensiune sau intensitate ;
— cîmpurile electrice ;
— frecvențele medii.

Ca urmare, fiecare categorie de transformator va putea fi tratată simplificat, prin referiri la aceste capitole, scoțîndu-se în evidență elementele specifice ale categoriei și conectarea la tehnica cunoscută a transformatoarelor în general.

Este evidentă complexitatea problemelor care apar la transformatoarele speciale. Aici soluțiile sînt mai puțin stabilizate. Alegerea celei optime înseamnă mult mai mult decît optimizarea construcției, întrucît între mai multe soluții posibile pot exista diferențe esențiale de funcționare și de elemente constructive. În ansamblul contribuțiilor care duc la obținerea unor transformatoare speciale, munca de concepție și cercetare are o pondere sensibil mărită față de situația de la cele uzuale. Ca urmare, apare și posibilitatea de a pune în valoare o gamă variată de cunoștințe teoretice și experimentale.

Pe piața externă, transformatoarele speciale, mai ales cele de serii mici sau unicate, au un preț mult mărit față de transformatoarele uzuale echivalente ca greutate și materiale.

În cadrul I.C.P.E. s-a dezvoltat o activitate în acest domeniu care a atins aproape toate categoriile acestuia și care a dus la rezolvarea multor cerințe ale industriei, la evitarea unor importuri și la amplificarea fondului de experiență pentru transformatoarele din țara noastră. În același cadru s-au rezolvat noi sisteme de reglaj sub sarcină.

Pentru realizarea însăși, și pentru exemplificarea celor arătate se vor analiza, în cele ce urmează, transformatoare aparținînd unor categorii din cele menționate.

2. Transformatoare cu reglaj sub sarcină

Trebuie menționat că, pe cînd la transformatoarele uzuale reglajul se face pentru a obține la receptori o tensiune, practic, constantă, la cele speciale el se face pentru a se obține o tensiune variabilă, în general, într-un domeniu mare. Obiectivul acestei variații este să se obțină o intensitate variabilă a curentului în receptoare. Modul în care se realizează reglajul depinde de parametrii acestuia (domeniu și fineță, tensiune și intensitate) și de unele necesități specifice ale receptorului.

În ceea ce privește necesitățile receptorului se pot remarca următoarele : cînd efectul urmărit este cel termic, sau cînd curentul este redresat (spre ex. pentru electroliză), forma curen-

* Dr. ing. *Șt. Grosu* este cercetător științific principal la ICPE — București.

tului este, în general, lipsită de importanţă, în care caz se pot introduce în sistemul de reglaj, fără precauţii, elemente neliniare (amplificatoare magnetice, tiristoare), rămînînd să ne preocupăm doar de repercusiunile pe care acestea le au asupra reţelelor de alimentare, sau telecomunicaţiilor. În unele cazuri, însă, este necesară păstrarea formei sinusoidale şi, deci, se impune reglajul prin variaţia raportului de transformare. În alte cazuri, trebuie să se regleze intensitatea curentului în receptori, tensiunea de mers în gol rămînînd, practic, constantă (spre ex. la sudarea electrică cu arc). În acest caz reglarea intensităţii se poate face printr-un transformator, al cărui raport de transformare rămîne constant, dar a cărui impedanţă variază, folosindu-se fie o construcţie specială, fie intercalînd în circuit un reactor reglabil.

La toate aceste consideraţii, la alegerea soluţiei se mai ţine seama de posibilităţile tehnologice existente, de nivelul pierderilor, de gabarit, de preţ de cost, de gradul de siguranţă în exploatare, deci, de consideraţii ca la transformatoarele uzuale, dar care aici pot avea aspecte speciale.

2.1. Transformatoare pentru alimentarea unor betatroane. Elemente generale. Receptorii alimentaţi, monofazaţi, de două tipuri, necesită tensiuni înalte, sinusoidale şi un reglaj sub sarcină al tensiunii de la 0,4 din tensiunea nominală cu o fineţe a reglajului, corespunzînd la trepte de maximum 1% din această tensiune, acţionarea reglajului făcîndu-se manual, de la distanţă. Construcţia este uscată. Sarcina fiind inductivă este compensată cu condensatoare.

Ca urmare, rezultă ca soluţie reglajul prin variaţia raportului de transformare. Tensiunea de scurtcircuit trebuie să fie relativ mare, necesitatea rezultînd din existenţa condensatoarelor, care conduc la fenomene tranzitorii echivalente cu cele care apar la conectarea transformatorului cu secundarul în scurtcircuit.

Soluţia clasică pentru transformatoare echivalente, cu reglaj sub sarcină într-un domeniu mare al tensiunii în secundar, este indicată în schema din figura 1.

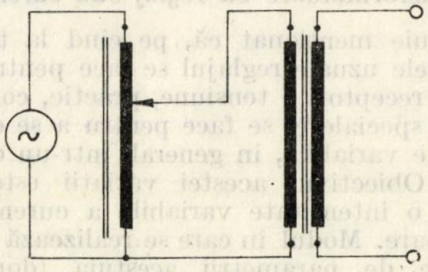


Fig. 1. Schema de reglaj cu transformator şi autotransformator.

Transformatorul propriu-zis, cu raport de transformare fix, este alimentat printr-un autotransformator, a cărui tensiune reglabilă la ieşire se obţine printr-un cursor alunecător pe spirele acestuia. Soluţia are dezavantajul de a necesita două unităţi şi de a mări, astfel, consumul de materiale, gabaritul şi pierderile, acestea din urmă devenind mai importante în contextul actual al energiei. Sistemul cu cursor alunecător pe spire necesită însuşirea unei tehnologii specifice.

Ca urmare, s-a folosit soluţia cu un singur transformator, cu reglarea numărului de spire în secundar, soluţie care în principiu, conduce la cel mai mic consum şi pierderi de materiale, dar şi la complicaţii constructive.

Transformatorul de 25 kVA 220/2500 V. Acesta alimentează betatroane de 25 MeV. S-a folosit bobinajul în straturi conform schemei din figura 2.

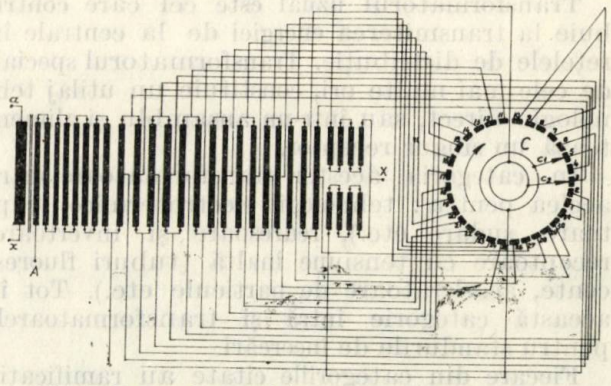


Fig. 2. Bobinaj cu reglaj sub sarcină în secundar.

Gama de reglaj : 1 000—2 500 V, în trepte de 25 V. Reglajul face parte din categoria în care, pentru limitarea curentului între trepte, se foloseşte un reactor. Reactorul este realizat din spire active ale bobinajului secundar, constînd din două bobine r_1 şi r_2, una în partea superioară (în raport cu înălţimea bobinajului) şi alta în partea inferioară, între ele fiind prevăzută o anumită distanţă. Cele două bobine se conectează la comutatorul C, cu două cursoare. Cînd cele două cursoare ale comutatorului, c_1 şi c_2, se găsesc pe acelaşi contact fix, al unei trepte (spre ex. 1), bobinele r_1 şi r_2 sînt în paralel. La trecerea de pe o treaptă pe alta (de ex. de la 1 la 2), la un moment dat un cursor se găseşte pe un contact, iar celălalt, pe celălalt contact. În acest caz, faţă de tensiunea dintre trepte, cele două bobine sînt în opoziţie, iar curentul de circulaţie între trepte se limitează prin reactanţa corespunzătoare fluxului de dispersie, între cele două bobine. Construcţia şi modul de dispunere a celor două bobine favorizează mărirea fluxului de dispersie şi armonizarea acestora cu restul bobinajului, în special, sub aspectul izolaţiei.

În cazul acestui transformator se folosesc şi treptele intermediare, care se obţin cînd comutatorul are cursoarele pe două trepte, obţinîndu-se astfel, un număr de trepte aproape dublu. Tensiunea pe fiecare secţiune de reglaj fiind de 50 V, se obţin trepte de circa 25 V.

În legătură cu acest mod de reglaj se pot face unele observații : curentul de circulație între trepte este echivalent cu un curent secundar (de sarcină). La folosirea treptelor intermediare, acest curent conduce la pierderi, care, în cazul de față sînt neînsemnate, puterea transformatorului și treptele fiind relativ mici. Menționăm că datorită acestei sarcini apare o cădere de tensiune în circuitul secundar, care este funcție și de tensiunea de scurtcircuit, ceea ce face ca tensiunea treptelor intermediare să nu fie riguros la jumătatea dintre treptele principale, ci mai apropiată de treapta de tensiune scăzută.

Comutatorul este constituit dintr-un disc izolant fix, cu piesele de contact ale treptelor și un disc mobil cu cele două cursoare. Trecerea de pe o treaptă pe alta se face prin rotirea discului mobil cu un anumit unghi. Menționăm că acționarea comutatorului se face printr-un dispozitiv electromagnetic, de tip motor pas cu pas, care asigură simultan cu rotirea discului și o trecere rapidă de pe o treaptă pe alta, printr-o singură mișcare, ceea ce asigură comutația.

Transformatorul de 100 kVA 380/8 500 V, alimentează un betatron de 40 MeV. Se folosește bobinajul secundar în straturi, conform schemei din figura 3.

Gama de reglaj este cuprinsă între 3 500 și 8 500 V. Se folosesc două reglaje : unul mare și altul fin. Reglajul mare, cu 13 trepte de 360 V, conține un selector de trepte și un comutator de sarcină, de tip rapid, cu folosirea de rezistențe pentru limitarea curenților de circulație între trepte.

Spre deosebire de comutatoarele rapide uzuale, pe care le-am considerat prea complicate în acest caz, s-a folosit un nou tip de comutator, cu alt mod de acționare și alt mod de sincronizare a mișcării lui cu mișcarea selectorului.

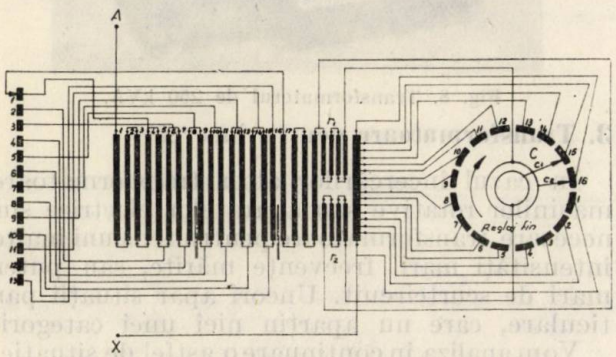


Fig. 3. Bobinaj cu reglaj mare și fin în secundar.

Prezentarea acestuia, care are o utilizare mai generală, va face obiectul unui alt articol. În figură apare numai selectorul *S*.

Reglajul fin este realizat pe același principiu ca la transformatorul de 25 kVA, cu bobinele r_1 și r_2 și comutatorul *C*. Treptele sînt de 20 V.

În ceea ce privește schema de bobinaj, se poate remarca faptul că există o dispunere a straturilor în grupuri, care ține seama de tensiunile ce apar cînd reglajul trece de la o limită la alta.

Menționăm că la acest transformator s-a utilizat și un dispozitiv de protecție pentru bobinaj, la apariția unui scurtcircuit între două trepte ale selectorului de la reglajul mare.

În figurile 4 și 5 sînt date fotografiile celor două transformatoare.

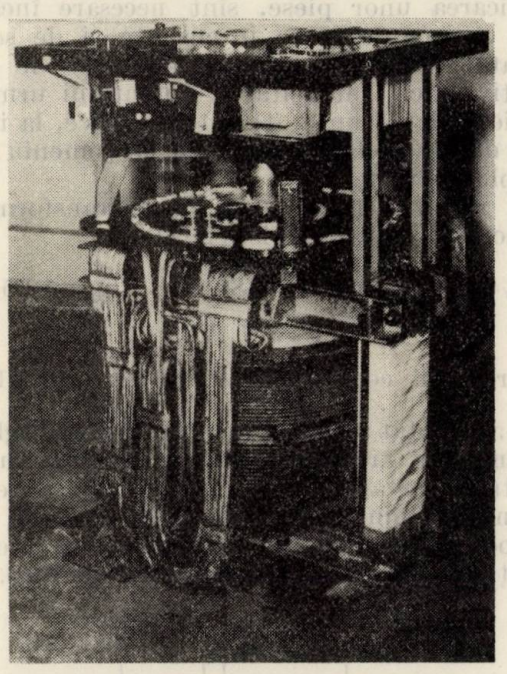


Fig. 4. Transformatorul de 25 kVA.

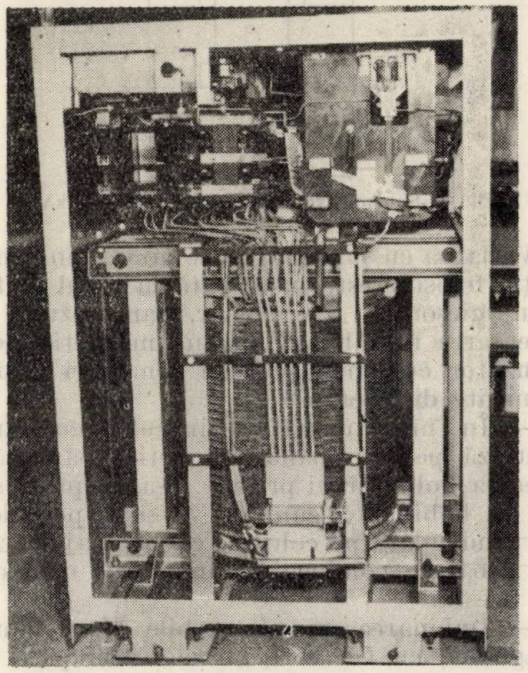


Fig. 5. Transformatorul de 100 kVA.

Problemele rezolvate sînt mai complexe decît ar putea reieși din cele prezentate. Sistemul cu reactor constituit din spire active ale bobinaju-

lui a fost perfecţionat [1—4], punîndu-se bazele teoriei acestuia [1]. În ceea ce priveşte construcţia comutatoarelor, acestea au ridicat probleme privind cinematica şi modul lor de comutaţie, care s-au rezolvat prin cercetări teoretice şi experimentale. Aceleaşi aprecieri se pot face şi cu privire la sistemul de acţionare.

2.2. *Transformatoare pentru alimentarea unor sarcini rezistive.* Într-un proces tehnologic pentru fabricarea unor piese, sînt necesare încălziri prin curenţi de mare intensitate şi de scurtă durată, care se succed la intervale de timp relativ mici. Intensitatea curentului urmează să fie reglată, din motive tehnologice, la intervale de timp relativ mari, într-un domeniu de la simplu la dublu.

A rezultat necesitatea unui transformator monofazat cu caracteristicile :

$$P_{max}=250 \text{ kVA}; \quad U_1=380 \text{ V}; \quad U_{20}=12{,}5 \text{ V};$$
$$U_2=7 \text{ V};$$

I_2—reglabil continuu : 10—20 kA ; $DA=15\%$.

S-a adoptat soluţia cu şunt magnetic reglabil, curentă la transformatoarele pentru sudura electrică cu arc. Ca urmare a unor puteri şi intensităţi mult mărite faţă de acestea s-au introdus unele modificări. Astfel, s-a adoptat soluţia reprezentată schematic în figura 6.

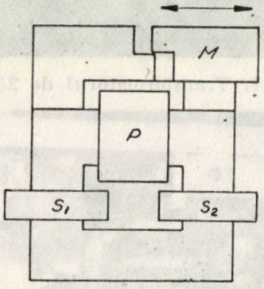


Fig. 6. Schema transformatorului de 250 kVA.

Varianta cu şunt magnetic lateral, în general puţin folosită, este justificată în cazul de faţă, prin micşorarea pierderilor, care rezultă din orientarea fluxului în şuntul magnetic corespunzător cu laminarea. Ne vom opri la unele elemente distinctive :

— În mod uzual bobinajul secundar se situează pe o coloană magnetică paralelă cu aceea a bobinajului primar. S-a adoptat soluţia cu bobinele secundare S_1 şi S_2 pe coloane perpendiculare pe coloana cu bobinajul primar P, deoarece conduce la un cuplaj mai strîns cu acesta.

— Îmbinarea piesei mobile M a şuntului magnetic, cu cea fixă, nu se face după o linie dreaptă ci frîntă, cu un întrefier de înălţime constantă. Ca urmare, la deplasări ale piesei mobile, la distanţe mici de cea fixă, rezultă variaţii mai mici ale intensităţii curentului şi, deci, un reglaj mai precis [5].

S-au obţinut caracteristicile statice între limitele din figura 7.

În figura 8 se prezintă transformatorul realizat.

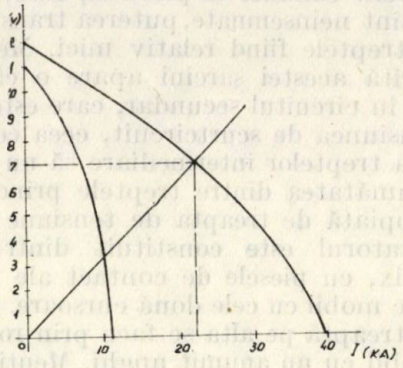


Fig. 7. Caracteristicile statice ale transformatorului de 250 kVA.

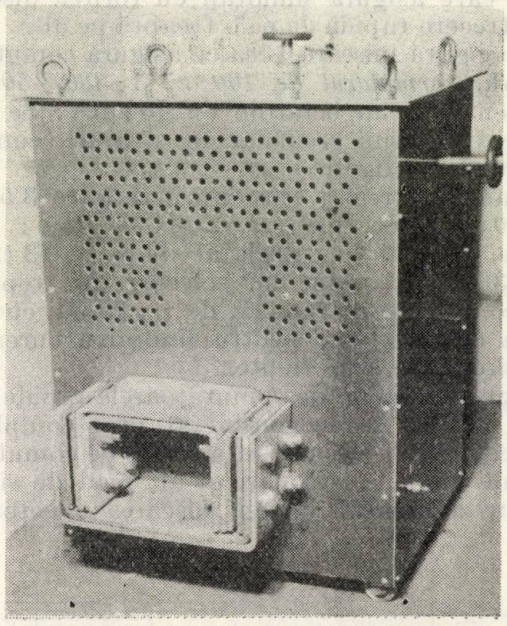


Fig. 8. Transformatorul de 250 kVA.

3. Transformatoare pentru încercări

În cazul încercărilor altor transformatoare, maşinilor rotative sau aparatelor electrice sînt necesare transformatoare pentru tensiuni înalte, intensităţi mari, frecvenţe mărite, sau puteri mari de scurtcircuit. Uneori apar situaţii particulare, care nu aparţin nici unei categorii.

Vom analiza în continuare o astfel de situaţie :

Transformatorul de 12 MVA, pentru măsurări de impedanţe. Pentru standul de probe al unei fabrici care produce maşini rotative (alternatoare şi motoare) de mare putere, pentru măsurarea unor impedanţe la aceste maşini şi pentru alte obiective, a fost necesar un transformator trifazat, care să funcţioneze, pe rînd ca transformator şi ca autotransformator. În funcţionarea ca transformator, alimentarea, fiind la 6 kV erau necesare în secundar, opt

tensiuni diferite între 0,46 și 3,15 kV. În funcționarea ca autotransformator 6/12 kV, urma să se folosească numai bobinajul primar. Se impunea ca atît într-o funcționare, cît și în cealaltă tensiunea de scurtcircuit să fie aproximativ aceeași (7%). Problema obținerii mai multor tensiuni în secundar este relativ simplă. Se divide secundarul *S* al fiecărei faze în patru secțiuni, care se scot la izolatori, și apoi printr-un echipament de comutare aceasta se conectează în serie sau în paralel.

Problema mai dificilă era obținerea unei aceleiași valori pentru tensiunea de scurtcircuit în ambele funcționări. Aceasta s-a rezolvat, folosind, pentru bobinajul primar pentru fiecare fază, două secțiuni egale cu porțiuni alternate între ele. Primarul și secundarul sînt bobinaje concentrice (cilindrii de egală înălțime introduși unul într-altul). Schematic, bobinajele primare arată ca în figura 9 a (transformator) și 9 b (autotransformator).

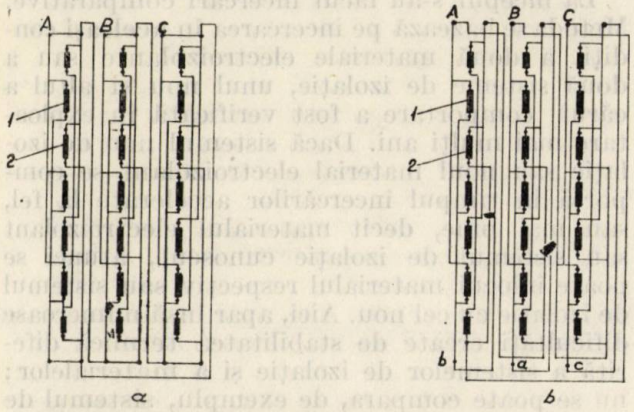


Fig. 9. Bobinajul primar al transformatorului de 12 MVA.

În funcționarea ca transformator, cele două secțiuni ale primarului *1* și *2* se leagă în paralel. Rezultă condițiile de lucru ale bobinajelor concentrice. La funcționarea ca autotransformator, cele două secțiuni ale primarului, legate în serie, conduc la un bobinaj alternat. În felul acesta se obține independența unor elemente care determină rezistența de scurtcircuit într-o funcționare sau cealaltă. Astfel, se dimensionează transformatorul în varianta optimă, iar pentru funcționarea ca autotransformator se alege numărul de alternări, încît să conducă la tensiunea de scurtcircuit, cea mai apropiată de cea cerută [6].

În funcționarea ca autotransformator se folosește tot conexiunea triunghi. Aceasta dintr-o rațiune pe care nu o mai prezentăm aici.

Folosirea simultană la aceeași unitate atît a unei dispoziții concentrice, cît și a uneia alternată, a condus la unele probleme privind, în special, micșorarea pierderilor suplimentare care s-au rezolvat în cadrul construcției. Rezultatele experimentale au confirmat soluțiile.

4. Transformatoare pentru redresoare și invertoare

Menționăm o soluție la transformatoarele pentru redresoarele de sudare, cu transformatorul servind atît pentru coborîrea tensiunii, cît și pentru reglarea curentului de sudare[7].

În domeniul transformatoarelor pentru invertoare, menționăm transformatorul trifazat de 9 150 kVA, din echipamentul necesar fabricilor de ciment.

5. Tehnologie și încercări

În general, nu se poate vorbi de o tehnologie proprie transformatoarelor speciale. Unele din ele se încadrează integral în aceea a transformatoarelor uzuale de putere, în ulei, altele în aceea a transformatoarelor de putere, uscate. Există și aspecte specifice dar acestea au o pondere mai redusă. Comutatoarele de reglaj sub sarcină necesită posibilități în domeniul mecanicii fine. Comutatoarele de concepție nouă, introduse la I.C.P.E., au o construcție mecanică simplificată.

Observații asemănătoare se pot face cu privire la încercări

6. Concluzii

În electrotehnica noastră există o bază teoretică și experimentală, pentru dezvoltarea construcției de tranformatoare speciale, bază în continuă creștere și diversificare, ceea ce justifică dezvoltarea grupei de concepții — proiectare și construcții de prototipuri la I.C.P.E.

Această variantă, care s-a dezvoltat, de fapt, în funcție de necesități și posibilități poate constitui soluția cea mai economică cu condiția ampificării centrului de concepție și a bazei experimentale aferente de la I.C.P.E.

Bibliografie

[1] *Grosu, Șt.* On-load tap changing for distribution transformers. În: Proceedings I.E.E., nr. 4, 1972, pag. 467—471.

[2] *Grosu, Șt.* Invenția: Reactor pentru reglajul sub sarcină la transformatoare de putere, R.S.R., nr. 43.040.

[3] *Grosu, Șt.* Invenția: Choke Coil Arangement for Regulation of the Load of Output Transformer, Anglia, nr. 1047561.

[4] *Grosu, Șt.* Invenția: Bobinaj pentru transformatoare de putere cu reglaj sub sarcină, R.S.R., nr. D. OSIM 47090.

[5] *Grosu, Șt.* Invenția: Reactor cu miez magnetic și întrefier variabil. R.S.R., nr. 51633

[6] *Grosu, Șt.* Invenția: Bobinaj trifazat pentru transformatoare și autotransformatoare.

[7] *Grosu, Șt.* Invenția: Transformers with Additional Compensating Reactor Windings For Electric Arc Welding. SUA nr. 3833.849.

Intrat în redacție la 16.VI. 1975

CZ 537.226:621.315.616

SISTEME DE IZOLAȚIE
INSTALAȚII TEHNOLOGICE
CABLURI ELECTRICE

Aspecte privind metodele de încercare și caracterizare a materialelor electroizolante și sistemelor de izolații. Tehnologii specifice de realizare a materialelor electroizolante și sistemelor de izolație

GHEORGHE NISTOR, GHEORGHE PETCU, CONSTANTIN CRUCERU* — București

1. Analiza critică a metodelor actuale de încercare a duratei de viață

În ultimul deceniu, ca urmare a dezvoltării industriei chimice, a apărut o mare varietate de materiale electroizolante sintetice, cu caracteristici electroizolante foarte bune.

Printre aceste materiale electroizolante, aplicate cu bune rezultate la construcția motoarelor locomotivelor electrice, generatoarelor sincrone destinate centralelor electrice, aparatelor electrice de înaltă și foarte înaltă tensiune, sînt siliconii, firele și țesăturile de sticlă, precum și stratificatele pe bază de sticlă.

Pentru a se ajunge la bune rezultate în exploatare s-a stabilit că, pentru a utiliza un nou sistem de izolație sau un nou material electroizolant este necesar să se facă experimentări, care să garanteze comportarea acestuia pe durata de timp specifică fiecărui echipament electrotehnic; pentru echipamentele centralelor electrice această durată ar fi de ordinul a 40 ani, pentru o mașină electrică, funcționînd în condiții normale, de 8—10 ani; pentru aparatajul de conectare durata poate fi exprimată în număr de conectări. Sînt unele echipamente care trebuie să funcționeze numai o singură dată, dar sigur.

Pentru introducerea unui material electroizolant, sau a unui sistem de izolație, nou, într-un echipament electrotehnic ar fi ideal să se facă o verificare în exploatare acestuia, ținînd cont de condițiile specifice de exploatare, în timp, după care să se treacă la fabricația de serie.

Cum acest lucru nu este posibil s-au căutat și se caută în continuare metode accelerate de încercare. Aceste metode, bazate pe cunoașterea legilor de degradare a materialului electroizolant sau a sistemului de izolație, constau în creșterea intensității unuia sau mai multor solicitări. Astfel, sub acțiunea solicitării se apreciază durata pînă la care materialul sau sistemul electroizolant poate să-și îndeplinească rolul, adică să asigure buna funcționare a echipamentului electrotehnic.

La început s-au făcut încercări comparative. Metoda se bazează pe încercarea în aceleași condiții a două materiale electroizolante sau a două sisteme de izolație, unul nou și altul a cărui comportare a fost verificată în exploatare mai mulți ani. Dacă sistemul nou de izolație sau noul material electroizolant se comportă în timpul încercărilor accelerate la fel, sau mai bine, decît materialul electroizolant sau sistemul de izolație cunoscut, atunci se poate înlocui materialul respectiv sau sistemul de izolație cu cel nou. Aici, apar însă numeroase dificultăți create de stabilitatea termică diferită a sistemelor de izolație și a materialelor; nu se poate compara, de exemplu, sistemul de izolație pe bază de mică și bitum cu sistemele de izolație termorigide pentru mașini electrice mari, deoarece pentru sistemul cu bitum nu se poate accelera solicitarea termică.

Se întreprind unele cercetări care urmăresc stabilirea unei durate absolute de viață a materialelor electroizolante sau a sistemelor de izolație.

Pentru materialele electroizolante s-au conturat, pînă acum, o serie de concluzii. Astfel, s-a acceptat că principala cauză de degradare este solicitarea termică, iar degradarea materialului electroizolant, ca urmare a solicitării termice, se supune unei legi exponențiale, funcție de timp. S-a presupus și practica a confirmat acest lucru, că eventualele modificări ale proprietăților mecanice și electrice ale materialului electroizolant, se datoresc schimbărilor în structura chimică. Acest fapt a fost demonstrat de Bussing [1] și Dakin [2]. Punînd de acord legea acțiunilor de masă a lui Guldberg și Waage în ecuația lui Arrhenius se ajunge la o lege de degradare sub acțiunea temperaturii de forma $\frac{dn}{n} = -A \exp\left(\frac{-E}{RT}\right) dt$, deci, la o

* Ing. *Gh. Nistor*, cercetător științific, este șef de laborator la ICPE; ing. *Gh. Petcu* și dr. ing. *C. Cruceru*, cercetători științifici lucrează în cadrul ICPE.

funcţiune exponenţială de timp. În coordonate semilogaritmice (în abscisă logaritmul timpului şi în ordonată temperatura absolută), această lege poate fi reprezentată printr-o dreaptă de ecuaţie $y = ax + b$, unde, a şi b sînt constante caracteristice fiecărui material, care pot fi determinate experimental. Pe această bază, a apărut publicaţia CEI 216-1 din 1974 „Ghid pentru determinarea proprietăţilor de anduranţă termică a materialelor electroizolante".

În esenţă, metoda constă în a reprezenta grafic în coordonate semilogaritmice legea de degradare a materialului sub acţiunea temperaturii, reflectată prin atingerea valorilor limită a unor caracteristici electrice sau mecanice.

Experimentări ce trebuie făcute pentru a reprezenta grafic legea cunoscută sînt încercări de semnificaţie şi rezultatele experimentărilor trebuie prelucrate prin metode statistice, totul reducîndu-se la analiza distribuţiei unei variabile aleatorii descrisă de o funcţie de distribuţie.

În preluarea datelor experimentale trebuie să se ţină seama de faptul că estimatorul unui parametru al populaţiei (care poate fi denumit estimator funcţional), dă numai o evaluare mai bună a valorilor parametrului, dar nu dă o informaţie asupra incertitudinii probabile asupra acestei valori; de aceea trebuie calculate limitele de confidenţă. Plecînd de la estimatorul unui eşantion, se calculează, în fiecare caz, limitele e_1 şi e_2 cu o probabilitate (confidenţă) dată 1—3, înglobînd valoarea adevărată a parametrului. Aceasta denotă că în 100% (1—3) din cazuri (de exemplu 95%), datorită intervalului e_1 la e_2, cuprinde efectiv valoarea adevărată a parametrului, în timp ce în 100% (5%) din cazuri nu le cuprinde.

În legătură cu analiza regresiei liniare, care are ca scop determinarea funcţiei liniare ca fiind cea mai bună reprezentare a grupurilor de observaţii ale variabilei aleatorii (dependente) y, făcută pentru mai multe valori ale variabilei independente x, trebuie atrasă atenţia asupra faptului că, din punct de vedere statistic, dreapta de regresie calculată traduce relaţia între x şi y numai în interiorul gamei unde au fost făcute observaţiile şi că testul de liniaritate se aplică numai acestei game. Punctele extrapolate şi limitele de confidenţă pe aceste puncte sînt bazate exclusiv spre ipoteza unei liniarităţii care se întinde pe toată gama de interes şi asupra punctelor extrapolate; această ipoteză nu poate fi verificată prin metode statistice. În afară de aceasta, mici defecte de liniaritate situate în gama punctelor experimentale, care nu pot fi puse în evidenţă prin teste de liniaritate, pot fi cauzele unor mari diferenţe în gama unde se efectuează extrapolarea.

În literatura de specialitate, în afara valorilor limită admise pentru caracteristicile electrice şi mecanice, sînt luate în consideraţie şi alte criterii; astfel, de exemplu, criteriul scăderii în greutate, nu a fost luat în consideraţie deoarece din experimentările de laborator a reeşit că acesta poate fi aplicat numai în cazuri particulare. În cazul lacurilor de impregnare cu solvenţi acest criteriu nu poate fi considerat ca eliminatoriu; s-a constatat că la o scădere apreciabilă a greutăţii peliculei de lac, aceasta îşi menţine valorile caracteristicilor electrice şi mecanice la temperaturi mult mai mari decît temperatura corespunzătoare funcţionării de durată (indicelui termic) şi, deci, nu periclitează buna funcţionare a echipamentului electrotehnic, în construcţia căruia a fost utilizat lacul electroizolant.

Din aceste motive criteriul de degradare, bazat atît pe procedeul de scădere în greutate, cît şi pe utilizarea metodelor termogravimetrice în determinarea indicelui de temperatură nu poate spune încă nimic constructorilor de echipamente electrotehnice, referitor la durata de funcţionare, la temperatura maxim atinsă în exploatare. Tot sub semnul incertitudinii poate fi pusă în momentul de faţă şi ipoteza şcolii franceze; aceasta afirmă că este suficientă o analiză spectrografică de masă a gazelor rezultate sub acţiunea simultană a temperaturii şi cîmpului electric asupra materialului electroizolant pentru a putea garanta o durată de bună funcţionare.

Deosebit de important este faptul că publicaţia CEI 216—1—1974 elimină vechea clasificare în clase de izolaţie a materialelor electroizolante. Se reglementează clasificarea materialelor electroizolante în funcţie de profilul de anduranţă termică şi indicelui de temperatură pe baza trasării experimentale a graficului de anduranţă termică.

În sfera sistemelor de izolaţie au fost obţinute rezultate deosebite. Colectivele din ICPE care au lucrat în acest domeniu, au clarificat unele idei, cuprinse în lucrările de cercetare [3—6]. Din aceste lucrări rezultă că CEI 85 s-a extins asupra sistemelor de izolaţie, unde trebuie fixată o temperatură de funcţionare a sistemului de izolaţie, şi determinată durata de funcţionare la temperatura maximă atinsă în condiţii de exploatare. Pe aceste baze s-au elaborat şi încercat sistemele de izolaţie cu produse pe bază de hîrtie de mică de fabricaţie ICME* şi siste-

* ICME — Intreprinderea de cabluri şi materiale electroizolante — Bucureşti.

mul de izolaţie de tip termorigid care se utilizează în sistemele de izolaţie de la IEPC**. Numeroase verificări de laborator, avînd la bază cele două principii expuse mai sus, s-au făcut înainte de a se recomanda utilizarea benzilor de contracţie de producţie indigenă în sistemele de izolaţie. Practica a confirmat pînă acum ipotezele formulate referitor la determinarea duratei de funcţionare la temperatura maxim atinsă în condiţii de exploatare, deoarece două maşini mari cu tensiunea nominală de 6 kV nu au prezentat defecte ale sistemului de izolaţie după mai mulţi ani de exploatare. Aceste maşini au fost realizate ca modele experimentale în colaborare cu ICMR şi IEPC.

2. Tehnologii noi de realizare a sistemelor de izolaţie ale unor maşini electrice şi elementelor lor componente

Tehnologiile studiate în colaborare cu ICMR şi IEPC au cuprins aria specifică în domeniu ; dintre acestea tehnologiile de impregnare au ocupat un volum mare de lucrări. S-a perfecţionat tehnologia de impregnare prin imersie pentru maşinile de spălat rufe, destinate exportului. Tehnologia care a avut la bază existenţa unui lac de impregnare (lac tip supervoltatex, tip 5281) cu stabilitatea termică ridicată de fabricaţie „Policolor " s-a extins apoi şi în celelalte uzine constructoare de maşini electrice IMEB, IEMT, IEPS. Procesul tehnologic de impregnare prescris a asigurat o reducere a duratei faţă de vechiul procedeu, cu aproximativ 7 ore ; procedeul este aplicat şi în momentul de faţă. În prezent, există preocupări de extindere a unui nou procedeu tehnologic de impregnare, impregnarea prin picurare. Pentru stabilirea procesului tehnologic în IÇPE s-a realizat un pilot experimental cu un singur cap de impregnare. Avînd posibilităţi de reglaj al parametrilor tehnologici determinaţi, pe acest pilot au fost stabilite regimurile de impregnare pentru întreaga serie de motoare asincrone cu puteri pînă la 7 kW. În urma unei analize s-a ajuns la concluzia că este mult mai eficace utilizarea de capuri de impregnare acţionate individual în locul instalaţiilor de tip carusel, ţinîndu-se seama mai ales de soluţia originală utilizată pentru dispozitivul de picurare, care asigură o constanţă deosebită a debitului de răşină. S-a realizat în această idee o instalaţie cu reglaj automat al succesiunii operaţiilor şi duratei acestora.

Pentru exinderea utilizării răşinilor sintetice în sistemele de izolaţie s-au realizat mai multe instalaţii de turnare a răşinilor epoxidice. O instalaţie pentru răşini epoxidice, cu întărire la cald, este în funcţiune la ITB şi este destinată realizării izolatoarelor tramvaielor de tip nou. O altă instalaţie, concepută în flux pe verticală, este destinată turnării răşinilor epoxidice cu întărire la rece. Instalaţia, cu o capacitate de 72 000 buc./an, este în funcţiune la IEPS şi realizează izolarea releelor tranzistorizate pentru autovehicule.

Realizarea benzilor de fretare, cu aplicaţii în construcţia maşinilor electrice a necesitat realizarea unei instalaţii tehnologice cu funcţiuni complexe. Instalaţia este, în prezent, în funcţiune la ICME. Principalele dificultăţi întîmpinate în realizarea instalaţiei au fost legate mai ales de lipsa oricărei rezistenţe transversale a benzii nepolimerizate. S-au conceput şi realizat dispozitive de paralelizare fire, de impregnare şi de despicare a benzii late la lăţimi normalizate. Unele din soluţiile adoptate au caracter original.

3. Tehnologii specifice cablurilor electrice

Preocupări mai recente pentru elaborarea de noi tehnologii vizează tehnologiile de obţinere a cablurilor cu izolaţie minerală şi a cablurilor de energie de 20 kV. Tehnologia de obţinere a cablurilor cu izolaţie minerală cuprinde, în detaliu, faza de laborator.

Introducerea în fabricaţie a cablurilor de antiparazitare auto constituie, de asemenea, o cercetare tehnologică complexă abordată în ultimii ani. S-a efectuat, mai întîi, proiectarea produsului şi s-au verificat caracteristicile tehnice ale acestuia, în special curba de atenuare. Cercetarea s-a finalizat prin realizarea unei linii tehnologice pentru executarea produsului în colaborare cu IFU *. Produsul a fost conceput încă din fază iniţială ca fiind universal, putînd fi aplicat la toate tipurile de autovehicule echipate cu motoare cu ardere internă. Aceiaşi construcţie de cablu prin variaţia lungimii de cablu care compune setul de antiparazitare, poate acoperi toată gama de autovehicule. Produsul astfel conceput este în fabricaţie de serie la IFU.

Asimilarea la ICME, pe utilajele acesteia a cablurilor de înaltă tensiune coaxiale pentru vehicule, tip CITPV constituie, de asemenea, o cercetare tehnologică dificilă.

Pornindu-se de la proiectarea cablului, colectivul a fost obligat să adapteze procesele tehnologice de realizare, utilajelor existente în fabrică.

** IEPC — Intreprinderea Electroputere—Craiova

* IFU — Intreprinderea de ferite — Urziceni.

4. Concluzii

Referitor la cele prezentate reiese că este necesar să ne orientăm cercetările cu caracter fundamental şi aplicativ, în domeniu, împreună cu fabricile de maşini electrice şi materiale electroizolante pe cîteva direcţii principale.

a. În domeniul sistemelor de izolaţie pe aprofundarea, prin experimentări, a duratei de viaţă a acestora sub acţiunea solicitărilor complexe la care sînt supuse în exploatare.

Pentru ca solicitările la care sînt supuse sistemele de izolaţie să reflecte cît mai fidel solicitările din exploatare vom concepe şi realiza instalaţii specifice de încercare a acestor sisteme.

b. În domeniul cablurilor ne vom orienta preocupările pe asimilarea unor noi tipuri de cabluri destinate reţelelor de energie pentru tensiuni de 20...35 kV şi a unor noi tipuri de cabluri speciale.

c. În domeniul tehnologiilor, vom efectua experimentări pentru identificarea tehnologiilor de mare productivitate, vizînd, mai ales, utilizarea materialelor electroizolante sintetice în construcţia echipamentelor electrotehnice.

Bibliografie

[1] *Büssing, W.* Beitrage zum Lebensdauergesetz elektrischer Maschinen, In: Arch. Elektrotechn. vol. **33**, 1942 p. 33–361.

[2] *Dakin, T.W.* Electrical insulation deterioration treated as a chemical tate phenomenon In: AIEE Trans., vol. **67**, 1948, p. 113–122.

[3] * * * Problema A7–1969. „Scheme de izolaţie pentru maşini electrice de medie şi mare putere".

[4] * * * Contract 264–72. „Elaborarea tehnologiilor de execuţie a izolaţiilor termorigide pentru maşini electrice cu folosirea benzilor de contracţie".

[5] * * * Contract 263–72. „Sisteme de izolaţie clasă B şi F pentru motoare sincrone pînă la 100 kW".

[6] * * * Contract 94–70. „Studiul comparativ al sisteme lor de izolaţie".

Intrat în redacţie la 16. VI. 1975

CZ 621.3.013.8:621.313.322

COMPOUNDARE
EXCITAŢIE
GENERATOR SINCRON
STATICĂ

Contribuţia I.C.P.E. la dezvoltarea unor echipamente moderne de excitaţie pentru generatoare sincrone

VALERIAN CIOFU, ROMULUS ZĂRONI, ELENA LAPEDATU, NUBAR KANTERIAN, SERGIU ROZENBERG, FELICIA SASSU, VENUS IACOB* — Bucureşti

Elaborarea de echipamente de excitaţie pentru generatoarele sincrone, în cadrul I.C.P.E., reprezintă o activitate cu tradiţie. Această activitate a început prin realizarea unor echipamente de excitaţie şi regulatoare de tensiune, primele de acest gen construite în ţara noastră, cu care au fost echipate hidrocentralele de pe Valea Bistriţei.

Deoarece în perioada de început hidrogeneratoarele construite erau echipate exclusiv cu excitatoare de curent continuu, care reprezintă amplificatoare lente şi conduc, în general, la obţinerea unor performanţe modeste pentru ansamblul sistemului de excitare, s-au adoptat soluţii şi s-au realizat regulatoare de tensiune care au permis obţinerea unor performanţe globale remarcabile [3]. Astfel, soluţia adoptată pentru echipamentele de excitaţie şi reglarea tensiunii, realizate pentru hidrogeneratoarele de 11 MVA de la C.H.E. — Pîngăraţi, corespunde schemelor prezentate în figurile 1 a şi 1 b.

Examinînd structura schemei funcţionale a regulatorului construit, prezentată în figura 1 a, se observă că reglarea tensiunii şi puterii reactive se realizează printr-o reglare în cascadă, care include în componenţa sa un regulator automat de excitaţie a excitatoarei, indicat în schemă prin *REE*. Reprezentînd, cu aproximaţia căderii de tensiune în sarcină, un regulator de tensiune al excitatoarei, *REE* compensează constanta de timp a excitatoarei şi asigură forţarea excitaţiei. La intrarea acestui regulator, în comparatorul rezistiv C_3, se însumează semnalul produs de reductorul curentului de excitaţie al excitatoarei *RCEE* cu semnalul de comandă U_{r3}, realizîndu-se proporţionalitatea dintre tensiunea excitatoare şi tensiunea de comandă U_{r3}, astfel încît pentru U_{r3} nul să corespundă o tensiune nulă a excitatoarei.

Prin semnalul de comandă U_{r3} a fost desemnată tensiunea de ieşire din regulatorul tensiunii hidrogeneratorului, *RTHG*. În regim normal de funcţionare, la intrarea regulatorului *RTHG*,

* Ing. *Val. Ciofu* este director adj. ştiinţific la ICPE, ing. *R. Zăroni*, şef laborator, ing. *E. Lapedatu*, cercetător şt. pr., ing. *N. Kanterian*, cercetător ştiinţific, ing. *S. Rozenberg*, cercetător ştiinţific, ing. *F. Sassu*, cercetător ştiinţific, lucrînd toţi în cadrul ICPE; ing. *V. Iacob* este consilier ştiinţific la ISPH.

se aplică semnalul de eroare al tensiunii sau puterii reactive prin intermediul circuitului de blocare-comutare, *CCB*, comutat în această situație pe poziția *Exc*. Eroarea de tensiune sau putere reactivă U_1 se obține prin intermediul comparatorului rezistiv C_1, din însumarea unei tensiuni de referință, U_{r1}, cu semnalul provenind de la transformatorul de tensiune *TU*, compoundat cu cel de curent *TI*. Regulatorul *RTHG* realizează compensarea constantei de timp a hidrogeneratorului și asigură comanda necesară forțării excitației. Deoarece în componența acestui regulator a fost introdus un amplificator cu comportare *PI*, reglarea este, practic, astatică, statismul reglării puterii reactive rezultînd din gradul de compoundare de curent, obținut prin intermediul transformatorului *TI*.

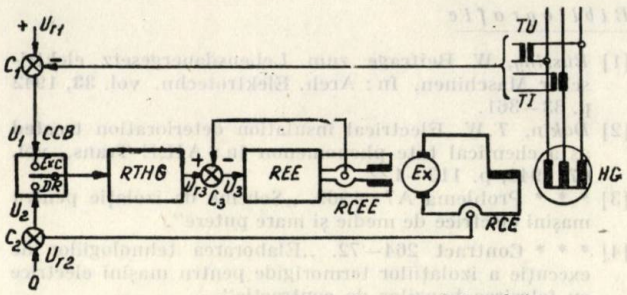


Fig. 1a. Schema generală a regulatorului:

HG – hidrogenerator; *Ex* – excitatoare; *TI* – transformator de curent; *TU* – transformator de curent; *RGE* – reductor curent excitație *HG*; *RCEE* – reductor curent excitație *Ex*; *REE* – regulator curent excitație excitatoare; *RTHG* – regulator tensiune hidrogenerator; *CCB* – circuit de blocare-comutare; *DR* – dezexcitare rapidă; *Exc* – excitare; U_{r2} – tensiune de ieșire *RTHG*; U_{r1}, U_{r2} – tensiuni de referință; C_1, C_2, C_3 – comparatoare rezistive.

Echipamentul realizat asigură și dezexcitarea — rapidă automată, prin forțarea inversă tranzitorie a excitației excitatoarei [4]. În acest caz, printr-un impuls, se comută circuitul *CCB* pe poziția *DR*, ceea ce permite ca la intrarea *RTHG* să se aplice eroarea de curent de excitație, U_2. Acesta este rezultatul însumării, în comparatorul rezistiv C_2, a semnalului de curent de excitație a hidrogeneratorului, obținut de la reductorul de curent *RCE*, cu o tensiune de referință U_{r2}, aleasă, practic, nulă. Ca atare, echipamentul asigură funcționarea în regim de regulator automat de curent nul de excitație a hidrogeneratorului.

Elementele ce intră în componența echipamentului sînt specificate în schema din figura 1 b, din care examinăm, în primul rînd, structura buclei de reglare a excitației excitatoarei. În alcătuirea acesteia intră lanțul de amplificatoare *A2—RR—AM*, notat prin *REE* în figura 1 a, precum și reductorul *RCEE*, pentru prelu-

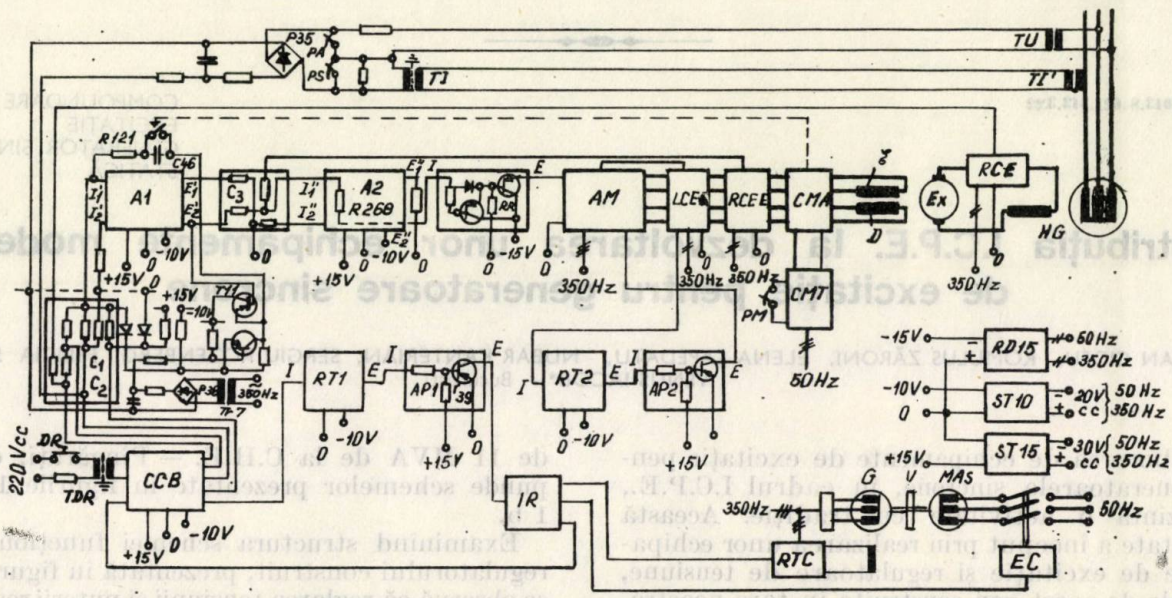


Fig. 1b. Schema-bloc a regulatorului:

TU – transformator coborîtor de tensiune; *TI'*, *TI* – transformatoare de intensitate; *HG* – hidrogenerator; *Ex* – excitatoare; *RGE* – reductor curent excitație *HG*; *RCEE* – reductor curent excitație, *Ex*; *CMA* – comutator automat manual; *AM* – bloc amplificatoare magnetice; *A1*, *A2*, *RR*, *API*, *AP2*, – amplificatoare tranzistorizate; *LCEE* – limitator curent excitație; *Tr7* – transformator coborîtor de tensiune; *TDR* – transformator pentru blocul c.c.*B*; *P35*, *P36*, *RD15* – punți redresoare; *PA*, *PS*, *PM* – potențiometre; *CCB* – circuit comutare-blocare; *DR* – buton pentru semnal dezexcitare rapidă; *RT1*, *RT2*, – relee temporizate tranzistorizate; *RTC* – regulator tensiune 350 Hz – generator auxiliar 350 Hz; *V* – volant; *MAS* – motor asincron; *EC* – echipament de comandă *MAS*; *CMT* – bloc pentru comanda neautomată a tensiunii – *ST10*; *ST15* – stabilizatoare tranzistorizate; *IR* – releu pornire-oprire. pe poziția automat; *C1*, *C2*, *C3* – comparatoare rezistive.

area semnalului de la curentul de excitație al excitatoarei. Comparatorul C_3 este reprezentat prin rezistențele conectate la intrarea amplificatorului *A2*. Deoarece amplificatoarele *A2* și *RR* sînt tranzistorizate, iar amplificatoarele magnetice din blocul *AM* sînt realizate cu viteză mare de răspuns fiind alimentate de la tensiunea cu frecvență de 350 Hz produsă de generatorul sincron *G*, s-a obținut pentru lanțul de amplificatoare *A2—RR—AM*, o constantă de timp globală t, de numai 20 — 25 ms.

Compensarea constantei de timp a excitatoarei s-a realizat prin introducerea, la intrarea

amplificatorului $A2$, a unei reacții negative preluată de la curentul de excitație al excitatoarei prin intermediul reductorului *RCEE*, în modul indicat în schema din figura 1b.

Folosirea mașinilor rotative ca excitatoare finale, datorită factorului lor de calitate redus, necesită o rezervă mare de forțare pentru amplificatorul care le comandă. Pe de altă parte, puterea necesară pentru excitația excitatoarei nu este neglijabilă, astfel încît și în etajul de comandă al excitatoarei rezerva de forțare ce se poate asigura este, de asemenea, limitată. Din considerente tehnico-economice, la regulatorul construit, a rezultat un grad ridicat de forțare a excitației excitatoarei $\left(\frac{I_{E\max.}}{I_{En}} = 7{,}5\right)$, menținîndu-se, totuși, gabarite reduse pentru amplificatoarele din blocul AM prin alimentarea lor de la sursa de tensiune cu frecvența de 350 Hz.

Din punct de vedere constructiv, blocul AM este alcătuit din două etaje de amplificatoare magnetice în contratimp, care alimentează înfășurările de excitare $\mathcal{E}$ și dezexcitare $\mathcal{D}$ ale excitatoarei. Reductorul curentului de excitație al excitatoarei *RCEE* este alcătuit din două amplificatoare magnetice în montaj serie, comandate de curent prin înfășurarea $\mathcal{E}$ și respectiv $\mathcal{D}$. Tensiunea de alimentare a amplificatoarelor magnetice din blocul AM este produsă de generatorul sincron G, cu frecvența de 350 Hz. Generatorul G, echipat cu un circuit de autoexcitare *RTC*, este antrenat de motorul asincron *MAS*, prevăzut cu volantul V și alimentat de la tensiunea de serviciu a centralei. Amplificatorul de separație *RR*, cu tranzistoare, este alcătuit ca în figura 1b, din două etaje în cascadă, în montaj repetor pe emitor, iar amplificatorul tranzistorizat $A2$ este un amplificator diferențial de curent continuu cu trei etaje de amplificare, de putere mică însă cu amplificare mare și stabilitate termică bună.

La regulatorul construit, constanta de timp t este de ordinul a 20 ms, (t înglobînd și constantele parazite de cuplare etc.), iar constanta de timp a excitatoarei fiind $T=1$ s pentru a se asigura reducerea sa la $T \approx t$, etajele tranzistorizate de intrare au fost alese cu amplificare mare.

Din determinările oscilografiate a rezultat că durata de stabilire a curentului I_E la valoarea impusă este de circa 25 ms, confirmîndu-se, prin urmare, reducerea constantă de timp T_E de aproximativ 40 ori, adică la $T=25$ ms.

De asemenea, determinarea grafică, prin intermediul oscilogramelor vitezei de răspuns a tensiunii excitatoarei (considerată ca o cifră de totalitate a ansamblului sistemului de excitare) a condus la: $\left(\frac{\mathrm{d}U_E}{\mathrm{d}t}\right)_{\max} = 5\ U_{En}/\mathrm{s}$.

Regulatorul tensiunii hidrogeneratorului *RTHG* cuprinde amplificatorul $A1$ și o parte a circuitului de intrare, alcătuit din tranzistoarele $T11$ și $T48$, precum și din elementele interconectate cu acestea, în modul indicat în schema din figura 1b. Comparatorul rezistiv C_1 este reprezentat de grupul de rezistențe, conectat la intrarea I_1' a amplificatorului $A1$. Pentru mărirea preciziei statice de reglare, comportarea amplificatorului $A1$ este proporțional — integrală (prin introducerea unei rețele *RC* de la ieșirea la intrarea sa), așa cum se vede în figura 1b.

În regimul de funcționare cu hidrogeneratorul în paralel pe rețea, introducîndu-se compunerea după curent în circuitul de măsură, prin intermediul regulatorului automat se reglează puterea reactivă debitată. Gradul de compoundare se reglează prin potențiometrul PS, care stabilește sistemul reglării puterii reactive.

Impunerea tensiunii și puterii reactive se execută prin intermediul potențiometrului *PA*.

Forțarea excitației este limitată automat la 5 s, prin intermediul limitatorului de curent al excitației excitatoarei *LCEE*, releului temporizat $RT2$ și amplificatorului $AP2$.

Echipamentul construit, în afara funcției de regulator automat de tensiune și putere reactivă a hidrogeneratorului, a fost prevăzut pentru a realiza și dezexcitarea rapidă [4]. În acest caz, întregul sistem de reglare se transformă într-un regulator automat de curent nul de excitație al hidrogeneratorului, prin forțarea inversă tranzitorie a excitației excitatoarei. Structura schemei regulatorului rămîne aceeași, ambele funcții de reglare fiind rezolvate cu un regulator unic.

Din experimentările și oscilogramele efectuate s-a remarcat că echipamentul și regulatorul de excitație construite întrunesc performanțe remarcabile, la obținerea cărora a concurat atît viteza mare de răspuns a regulatorului, cît și coeficientul de forțare ridicat, asigurat pentru curentul de excitație al excitatoarei.

Pentru excitarea unor hidrogeneratoare cu excitatoare rotative de curent continuu din uzinele hidroelectrice de pe Valea Bistriței s-a elaborat un tip de echipament de excitație și reglare a tensiunii (*RATEM*) cu alimentare de la serviciile interne și posibilitatea de comutare pe autoalimentare ale transformatorului alimentat de hidrogenerator. Schema acestui echipament este prezentată în figura 2.

Excitația generatorului sincron *GS* este alimentată de la mașina excitatoare de curent continuu E prin intermediul automatului de excitare rapidă și stingerea cîmpului *ADR*.

Excitatoarea E este prevăzută cu două înfășurări de excitație dintre care una este înfășurarea principală de excitație, iar cealaltă este o înfășurare auxiliară pentru dezexcitare. Înfășurările de excitație sînt alimentate de un amplificator magnetic de excitare *AE* și un amplificator magnetic pentru dezexcitare *AD*. Se realizează, astfel o viteză de dezexcitare mărită

și posibilitatea inversării tranzitorii a tensiunii de excitație.

Printr-un comutator *K1* se poate realiza pe una din poziții *m* comanda manuală a excitației de la un potențiometru *CM*, sau comanda automată pe altă poziție, în care se conectează echipamentul de reglare automată a tensiunii.

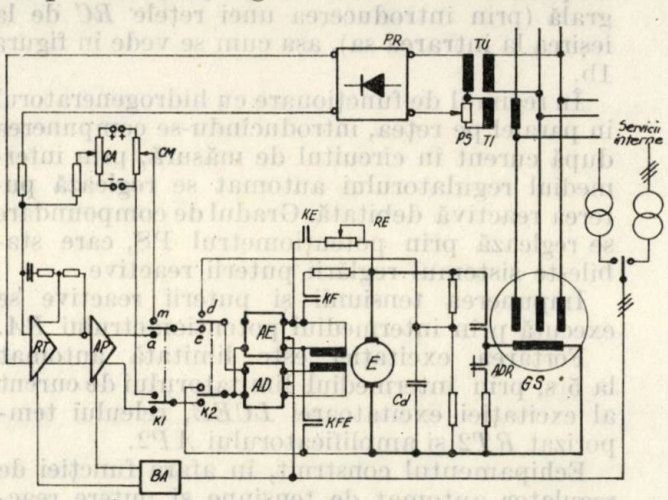


Fig. 2. Schema-bloc a echipamentului de excitație și reglarea tensiunii, RATEM:

GS — generator sincron; *E* — excitare; *ADR* — automat de dezexcitare; rapidă *AE* — amplificator magnetic pentru excitare; *AD* — amplificator magnetic pentru dezexcitare; *KE* — contactor pentru forțarea excitației; *RE* — contactor pentru autoexcitare; *KI* — comutator manual (*m*) — automat (*a*); *K2* — comutator reglare (*r*) — dezexcitare (*d*); *Cd* — condensator pentru dezexcitare; *AP* — amplificator electronic de putere; *PS* — potențiometru pentru reglarea statismului reactiv; *CM* — potențiometru pentru comanda manuală a excitației; *BA* — bloc alimentare; *KEE* — comutator pentru forțare și autoexcitare; *RE* — reostat pentru autoexcitație; *CA* — potențiometru pentru comanda automată a tensiunii hidrogeneratorului; *PR* — pentru redresor; *TU* — reductor de tensiune; *TI* — reductor de curent.

Un comutator *K2* asigură, pe una din poziții *e*, funcționarea în regim de excitare și reglare manuală sau automată a tensiunii, iar pe altă poziție *d* — dezexcitarea rapidă statică.

Pe poziția de dezexcitare rapidă statică *d* amplificatoarele magnetice *AE*, *AD* acționează ca regulator de tensiune de excitație nulă.

Datorită condensatorului *Cd*, încărcat de la tensiunea de excitație, la comanda de dezexcitare rapidă, condensatorul *Cd* se descarcă în înfășurarea de comandă a amplificatoarelor magnetice și realizează comanda reversării tranzitorii a tensiunii excitatoarei, reducînd astfel timpul de dezexcitare.

În regimul de reglare automată a tensiunii amplificatoarele magnetice *AE*, *AD* sînt comandate de către amplificatorul de putere electronic *AP*, care este comandat la rîndul său de către regulatorul de tensiune electronic *RT*.

La intrarea regulatorului de tensiune *RT* se compară curentul de referință, provenit de la potențiometrul pentru comandă automată *CA*, cu un curent proporțional cu tensiunea generatorului, care provine de la reductorul de tensiune *TU* prin intermediul unei punți redresoare *PR*.

Reglarea statismului puterii reactive se realizează printr-un potențiometru *PS*, conectat în secundarul reductorului de curent *TI*, care este înseriat cu secundarul reductorului de tensiune *TU*.

Echipamentul realizează automat forțarea excitației în funcție de eroarea de tensiune. S-a prevăzut și o forțare prin autoexcitația excitatoarei cu ajutorul unor contactoare *KF*, *KFE*, comandate de un releu de minimă tensiune. El conține și un reostat de autoexcitație a excitatoarei *RE*, care se conectează prin intermediul unor contactoare *KE*, *KFE*. Se poate realiza, astfel, amorsarea excitației generatorului prin autoexcitația excitatoarei, după care se conectează echipamentul de reglare automată. Se realizează, astfel, excitarea generatorului și în lipsa tensiunii la barele serviciilor interne.

În cadrul acțiunii de diversificare și ridicare la nivelul tehnicii actuale a sistemelor de excitație, cu care vor fi echipate în viitor hidrogeneratoarele și turbogeneratoarele din țara noastră, ICPE s-a înscris cu realizarea unor echipamente de excitație statică cu compoundare, concretizate pentru hidrogeneratoarele de 9,5 MVA și turbogeneratoarele *TH*60—2 de 60 MW.

Atît pentru hidrogeneratoare, cît și pentru turbogeneratoare au fost realizate cîte două variante de echipamente de excitație cu compoundare. Una din aceste variante, prezentată în figura 3a, este realizată pe scheletul unei scheme de principiu, cunoscută sub denumirea de

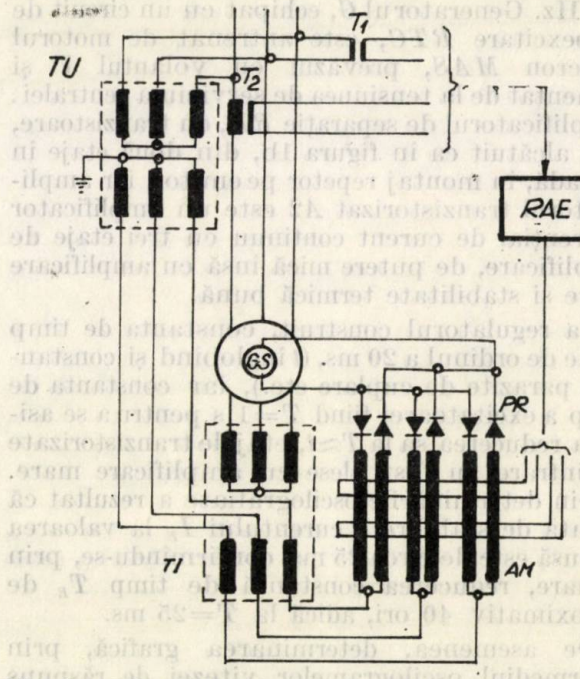


Fig. 3 a. Schema de principiu a echipamentului de excitație cu însumare de tensiuni și regulator de tensiune cu etaj final magnetic.

„variantă cu însumare de tensiuni pe partea de curent alternativ" [1].

Caracteristica schemelor de autoexcitație compound, constă în alcătuirea curentului de ex-

citație din două componente : o componentă dependentă de tensiunea alternatorului și o componentă dependentă de curentul statoric. Unghiul de fază dintre cele două componente corespunde unghiului dintre curentul de magnetizare și curentul condiționat de reacția incare lucrează asupra înfășurărilor de comandă ale amplificatorului *AM*.

Particularitatea echipamentelor realizate în această variantă, pe lîngă faptul că se folosește schema cu însumare de tensiuni pe partea de curent alternativ, constă în utilizarea etajului

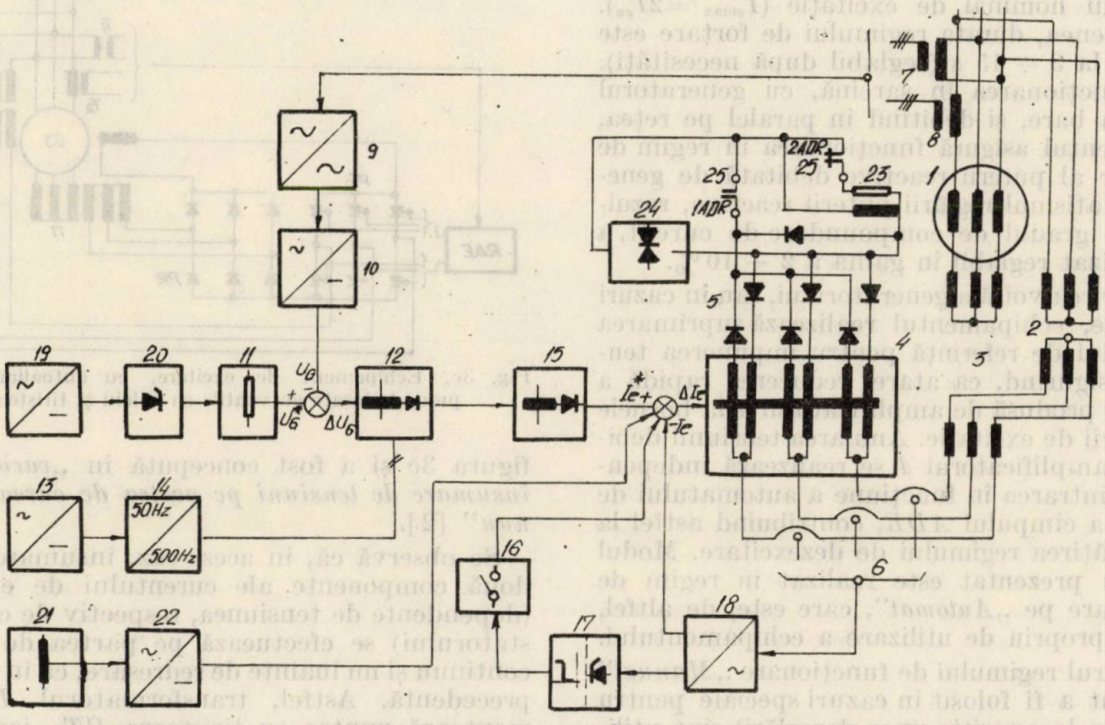


Fig. 3b. Echipament de excitație statică cu compoundare, realizat cu amplificatoare magnetice :

1 — hidro (turbo) generator ; *2* — transformator de tensiune ; *3* — transformator de compoundare ; *4* — amplificator magnetic final ; *5* — convertizor cu diode ; *6* — transformatoare de curent ; *7* — transformatoare de măsură de tensiune *8* — transformatoare de măsură de curent ; *9* — bloc transformatoare adaptare ; 10 ; *13* ; *18* ; *19* ; *22* — bloc redresare ; *11* — potențiometru pentru impunerea tensiunii pe „Automat" ; *12* — regulator de tensiune ; *14* — convertizor de frecvență ; *5* — etaj intermediar de amplificare ; *16* — releu ; *17* — releu temporizat ; *20* — bloc stabilizator ; *21* — bloc pentru impunerea curentului de excitație pe „Manual" ; *23* — rezistența de stingere a cîmpului și funcționare în asincron ; *24* — bloc protecție la supratensiuni ; *25* — automat de stingerea cîmpului — *ADR*.

dusului, astfel încît sarcina activă a generatorului conduce la adunarea geometrică a componentelor în cvadratură, iar sarcina inductivă la adunarea algebrică a componentelor. În cadrul schemei din figura 3a, curentul debitat de generator se transformă, prin intermediul unei bobine de șoc de transfer (înglobată în transformatorul de curent *TI*), într-o tensiune corespunzătoare. Acest transformator constă dintr-o bobină cu miez de fier, cu întrefier și înfășurare secundară.

Se observă că, prin transformatorul de tensiune *TU* se formează componenta dependentă de tensiune a curentului de excitație, iar prin transformatorul *TI*, componenta dependentă de sarcină. Etajul final de alimentare a înfășurării de excitație este format din amplificatorul magnetic trifazat autosaturat *AM*, echipat cu diode de putere cu siliciu. Amplificatorul *AM* este alimentat cu suma tensiunilor obținute în secundarul transformatorului *TU* și *TI*. Reglarea tensiunii generatorului la funcționarea în gol, precum și reglarea puterii reactive la funcționarea pe rețea a generatorului se realizează prin intermediul regulatorului de excitație *RAE*, final magnetic, precum și în realizarea integrală a blocurilor ce intră în componența regulatorului de excitație în variantă magnetică.

În conformitate cu schema de principiu prezentată în figura 3a, au fost realizate echipamente a căror schemă de bloc este dată în figura 3b.

Din examinarea schemei prezentată în figura 3b, rezultă că s-a adoptat o reglare în cascadă a tensiunii generatorului, care include în componența sa un regulator automat de curent de excitație. La intrarea regulatorului de tensiune, blocul *12*, se aplică semnalul de eroare de tensiune, obținut prin însumarea algebrică a semnalului de referință pentru impunerea tensiunii și a semnalului de reacție de tensiune. Semnalul de referință pentru impunerea tensiunii este preluat de la potențiometrul *11*, care este alimentat cu tensiunea stabilizată, produsă de blocul stabilizator *20*. Semnalul de reacție de tensiune este obținut prin intermediul transformatoarelor *7*, al blocului de adaptare *9* și al blocului de redresare *10*.

În vederea obținerii unei viteze de răspuns cît mai mari, pentru bucla de tensiune, alimen-

tarea amplificatorului magnetic inclus în blocul *12* este realizată de la un convertizor de frecvenţă de 50 Hz/5 000 Hz, format din blocul redresor *13* şi oscilatorul *14*.

Valoarea curentului de excitaţie la forţare este limitată automat la de două ori valoarea curentului nominal de excitaţie ($I_{emax} = 2I_{en}$). De asemenea, durata regimului de forţare este limitată la 3 ÷ 15 s (reglabil după necesităţi).

La funcţionarea în sarcină, cu generatorul cuplat la bare, şi debitînd în paralel pe reţea, echipamentul asigură funcţionarea în regim de regulator al puterii reactive debitată de generator. Statismul reglării puterii reactive, rezultînd din gradul de compoundare de curent, a fost realizat reglabil în gama a 2 + 10%.

La oprirea voită a generatorului, sau în cazuri de avarie, echipamentul realizează suprimarea semnalului de referinţă pentru impunerea tensiunii, asigurînd, ca atare, reducerea rapidă a tensiunii produsă de amplificatorul *4* la bornele înfăşurării de excitaţie. Anularea tensiunii debitată de amplificatorul *4* se realizează independent de intrarea în funcţiune a automatului de stingere a cîmpului *ADR*, contribuind astfel la îmbunătăţirea regimului de dezexcitare. Modul de lucru prezentat este realizat în regim de funcţionare pe „*Automat*", care este, de altfel, regimul propriu de utilizare a echipamentului.

În cadrul regimului de funcţionare „*Manual*" (prevăzut a fi folosit în cazuri speciale pentru probe sau la apariţia unor dereglări) sînt utilizate blocurile *21* şi *22*, care asigură realizarea unui reglaj automat al curentului de excitaţie.

Pentru cea de-a doua variantă de echipament de excitaţie statică cu compoundare realizată, schema de principiu este prezentată în

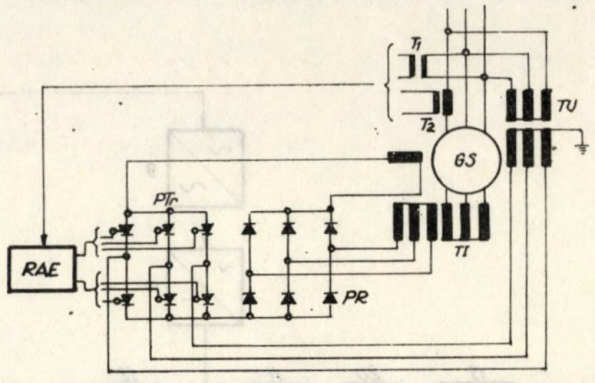


Fig. 3c. Echipament de excitare, cu autoalimentare şi punţi trifazate cu ventile cu siliciu şi tiristoare.

figura 3c şi a fost concepută în „*varianta cu însumare de tensiuni pe partea de curent continuu*" [2].

Se observă că, în acest caz, însumarea celor două componente ale curentului de excitaţie (dependente de tensiunea, respectiv de curentul statorului) se efectuează pe partea de curent continuu şi nu înainte de redresare, ca în schema precedentă. Astfel, transformatorul *TU* alimentează puntea cu tiristoare PT_r, iar trans-

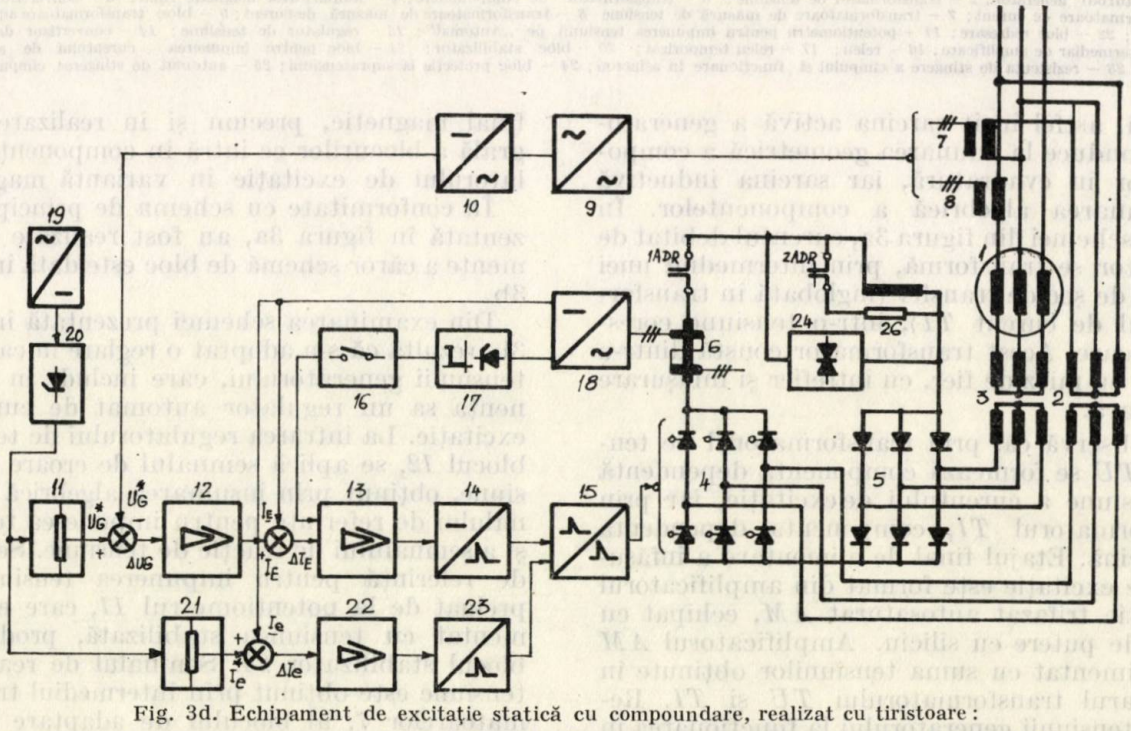


Fig. 3d. Echipament de excitaţie statică cu compoundare, realizat cu tiristoare:

1 — hidro (turbo) generator; *2* — transformator de tensiune; *3* — transformator de compoundare; *4* — convertizor cu tiristoare; *5* — convertizor cu diode; *6* — traductor de curent continuu; *7* — transformatoare de măsură de tensiune *8* — transformatoare de măsură de curent; *9* — bloc transformatoare adaptare; *10*, *18*, *19* — bloc redresare; *11* — potenţiometru pentru impunerea tensiunii pe „Automat"; *12* — regulator de tensiune; *13* — regulator de curent; *14* — dispozitiv de comandă pe grilă a tiristoarelor; *15* — transformatoare transmitătoare de impuls; *16* — releu; *17* — releu temporizat; *20* — bloc stabilizator; *21* — potenţiometru pentru impunerea curentului de excitaţie pe „Manual"; *22* — regulator de curent (pentru „Manual"); *23* — dispozitiv de comandă pe grilă a tiristoarelor (pentru „Manual"); *24* — bloc de protecţie la supratensiuni; *25* — automat la stingerea cîmpului — ADR; *26* — rezistenţă de stingerea cîmpului.

formatorul *TI* puntea redresoare *PR* alcătuită din diode de putere cu siliciu. În cadrul acestei scheme convertizorul cu tiristoare PT_r nu furnizează decît o parte din puterea de excitare, care o completează pe cea produsă de puntea redresoare cu diode *PR*.

Reglarea tensiunii în gol, respectiv a puterii reactive debitată de generatoare la funcţionarea în sarcină pe reţea se efectuează de către blocul regulator *RAE*, care prin intermediul dispozitivelor de comandă pe grilă variază corespunzător tensiunea debitată de convertizorul cu tiristoare PT_r.

În conformitate cu schema de principiu prezentată în figura 3c, au fost realizate echipamente a căror schemă bloc este redată în figura 3d.

După cum se observă în această schemă convertizorul cu tiristoare *4* este realizat sub formă de punte trifazată complet comandată şi permite, ca atare, transportul de energie în două direcţii: din curent alternativ trifazat în curent continuu sau din curent continuu înapoi în reţeaua de curent alternativ. Acest mod de funcţionare oferă posibilitatea unei treceri continue rapide din regim de redresor în invertor, sau invers, şi, ca atare, asigură viteze mari de răspuns atît la excitare, cît şi la dezexcitare.

Impulsurile de comandă a tiristoarelor sînt furnizate de dispozitivul de comandă pe grila *14* care generează şase impulsuri decalate la 60° electrice, necesare pentru comanda tiristoarelor din braţele convertizorului. Aceste impulsuri se aplică tiristoarelor prin intermediu transformatoarelor transmiţătoare de impuls din blocul *15*.

Din examinarea schemei prezentată în figura 3d, rezultă că s-a adoptat o reglare în cascadă a tensiunii generatorului, care include în componenţa sa un regulator automat de curent de excitaţie. La intrarea regulatorului de tensiune, blocul *12*, se aplică semnalul de eroare de tensiune obţinut prin însumarea algebrică a semnalului de referinţă pentru impunerea tensiunii şi a semnalului de reacţie de tensiune. Semnalul de referinţă pentru impunerea tensiunii este preluat de la potenţiometrul *11*, care este alimentat cu tensiunea stabilizată produsă de blocul stabilizator *20*. Regulatorul de tensiune *12* produce semnalul de referinţă pentru regulatorul de curent *13*. Semnalul de reacţie de curent care se compară cu semnalul produs de regulatorul de tensiune este preluat de la traductorul de curent *6* prin intermediul blocului *18*.

Valoarea curentului de excitaţie la forţare este limitată automat la de două ori valoarea curentului nominal de excitaţie, $I_{e\max} = 2I_{en}$. De asemenea, durata regimului de forţare este limitată la $3 \div 15$ s (reglabil după necesităţi).

La funcţionarea în sarcină, cu generatorul cuplat la bare şi debitînd în paralel pe reţea, echipamentul asigură funcţionarea în regim de regulator al puterii reactive debitată de generator. În acest caz semnalul de reacţie de tensiune preluat de la transformatoarele *7* se compoundează fazic cu semnalul preluat de la curentul generatorului prin intermediul grupei de transformatoare de curent *8*. Statismul reglării puterii reactive, rezultînd din gradul de compoundare de curent, a fost realizat reglabil în gama a $2 + 10\%$.

La oprirea voită a generatorului sau în cazuri de avarie, dezexcitarea este îmbunătăţită faţă de sistemele de excitaţie clasice, deoarece pînă ce automatul de stingere a cîmpului *ADR* acţionează, o parte din energia magnetică înmagazinată în roata polară, este recuperată. În acest caz regulatorul *13* se transformă într-un regulator automat de curent nul de excitaţie şi, ca urmare, convertizorul cu tiristoare *4* trece în regim de invertor.

Modul de lucru prezentat este realizat în regim de funcţionare pe „*Automat*", care este, de altfel, regimul propriu de utilizare a echipamentului.

În cadrul regimului de funcţionare „*Manual*" (prevăzut a fi folosit în cazuri speciale pentru probe sau la apariţia unor dereglări) sînt utilizate blocurile *21*, *22* şi *23*, care realizează un reglaj automat al curentului de excitaţie impus prin potenţiometrul *21*.

Experimentările şi oscilogramele efectuate cu echipamentele de excitaţie statică în varianta magnetică sau cu tiristoare realizate, comparate cu rezultatele obţinute cu echipamentele de excitaţie clasice cu excitatoare de curent continuu au dovedit neta superioritate a echipamentelor statice cu compoundare în toate regimurile de funcţionare a generatoarelor. Dacă ne referim, în continuare, la performanţele obţinute de sistemul de excitaţie, cu compoundare în varianta magnetică, faţă de cel cu tiristoare, reiese, de asemenea, pregnant superioritatea sistemului cu tiristoare.

O preocupare susţinută în cadrul ICPE a constituit-o cercetarea şi realizarea de echipamente de excitaţie statică cu compoundare pentru generatoarele sincrone ce intră în componenţa grupurilor electrogene de puteri mici şi medii, cuprinse între 38 kVA şi 1 000 kVA.

Astfel, pentru generatoarele sincrone de 38 kVA, 80 kVA, 125 kVA şi 150 kVA, care se utilizează curent în cadrul grupurilor electrogene fabricate de IMEB, s-au realizat, în cadrul ICPE, 4 tipodimensiuni de sisteme de excitaţie statică cu compoundare şi reglarea tensiunii, care asigură performanţe atît statice, cît şi dinamice la nivelul solicitărilor actuale.

Echipamentele de autoexcitaţie cu compoundare realizate asigură alimentarea înfă-

șurării de excitație chiar de la bornele de ieșire ale generatorului [5], prin două circuite legate în mod corespunzător cu tensiunea și curentul statorului.

Însumarea acestor componente pentru a crea curentul de excitație se realizează pe partea de curent alternativ, astfel încît unghiul

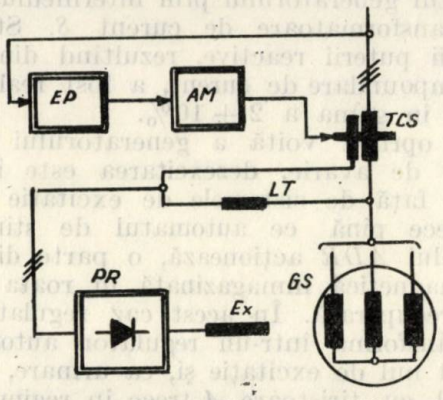


Fig. 4a. Schema — bloc a echipamentului de excitație:
GS — generator sincron; *Ex* — înfășurarea de excitație; *PR* — punte redresoare; *LT* — inductivitatea trifazată; *TCS* — transformator de curent special; *AM* — amplificator magnetic; *EP* — element cu prag.

de fază dintre cele două componente corespunde unghiului dintre curentul de magnetizare și curentul condiționat de reacția indusului.

După cum se observă din figura 4a, pentru acest echipament de excitație componenta dependentă de tensiune este asigurată prin intermediul reactorului trifazat [RAS], care este conectat la tensiunea debitată de generator.

Componenta dependentă de curentul de sarcină este produsă de transformatorul de curent *TIAS*, al cărui primar este parcurs de curentul debitat de generator. Curentul de excitație este obținut prin însumarea acestor doi curenți și este redresat prin intermediul unei punți redresoare trifazate *PR* echipată cu diode cu siliciu.

Deoarece precizia de reglare a tensiunii generatoarelor sincrone autoexcitate prin intermediul acestor scheme de compoundare fazică nu depășește 5%, fapt care se datorește, în special, neliniarității curbei de excitație a mașinii, precizia de reglare a fost corectată prin introducerea unei reglări suplimentare în funcție de ΔU_G.

În acest scop transformatorul de curent *TIAS* a fost prevăzut cu o înfășurare suplimentară de comandă în curent continuu asupra căreia acționează blocul de reglare a tensiunii *RT* prin intermediul amplificatorului magnetic *AM*.

Atîta timp cît înfășurarea de comandă a transformatorului *TIAS* nu este parcursă de curent, contribuția acestuia la excitarea generatorului este maximă și echipamentele au fost astfel dimensionate, încît curentul de excitație pe care îl poate debita în aceste condiții este mai mare, în toate punctele de funcționare a generatorului, decît curentul de excitație necesar.

Prin intermediul regulatorului de tensiune curentul de excitație este ajustat în fiecare punct pentru ca generatorul să mențină tensiunea impusă pentru orice variație de sarcină.

În cazul funcționării în gol, deoarece aportul transformatorului *TIAS* este nul, modificarea stării sale de premagnetizare prin intermediul corectorului conduce la reglarea curentului de excitație prin schimbarea proporției din curentul debitat de reactorul *RAS*, care este derivat prin înfășurarea secundară a transformatorului *TIAS*.

Echipamentele de excitație au fost realizate și omologate în două variante constructive:

— sub formă de sisteme de excitație, care cuprind elementele ce aparțin schemei de autoexcitație și reglare a tensiunii;

— sub formă de tablouri, care cuprind, în plus, aparatajul necesar pentru conectarea generatoarelor la barele de distribuție, instrumentele de măsură necesare pentru urmărirea funcționării, precum și elementele de comandă și protecție.

Schema electrică a sistemelor de excitație realizate este prezentată în figura 4b.

Echipamentele asigură o variație maximă permanentă a tensiunii de 1,5% U_n, cînd puterea generatorului variază de la zero la valoarea nominală, iar turația în limitele $n_n \pm$ $\pm$ 6% n_n.

Parametrii indicați mai sus sînt asigurați pentru un factor de putere cuprins între 0,2...1, cît și la o tensiune între faze de 0,95 U_n, reducerea tensiunii generatoarelor de la U_n la 0,95 U_n, efectuîndu-se prin intermediul echipamentului. De asemenea, se asigură funcționarea generatoarelor timp de 2 minute cu o suprasarcină de 50%, la un factor de putere pînă la 0,6.

Echipamentele de autoexcitație și reglare a tensiunii asigură funcționarea în paralel a grupurilor electrogene. Statismul este reglabil continuu între 2% și 10%.

Echipamentele realizează un reglaj rapid al tensiunii generatoarelor la șocurile de sarcină, astfel încît se crează posibilitatea pornirii de la grupurile electrogene a motoarelor asincrone în scurtcircuit, pornirea motoarelor făcîndu-se direct.

Într-o variantă modernizată sistemul de excitație statică cu compoundare prezentat mai sus a fost realizat pentru excitarea generatoarelor sincrone de 1 000 kVA din cadrul grupului electrogen 6LDSR-28 H, în construcția navală, utilizat pentru platforma de foraj marin.

Echipamentul de excitaţie statică este realizat în sistemul de autoexcitaţie cu compoundare. Compoundarea se realizează prin însumarea unui curent furnizat de un transformator de curent (de compoundare), cu un curent furnizat de la un transformator derivaţie, alimentat de la bornele generatorului. Cei doi curenţi însumaţi vectorial alimentează, printr-o punte redresoare cu diode, înfăşurarea de excitaţie a generatorului. Reglarea curentului de excitaţie se realizează printr-o punte cu tiristoare.

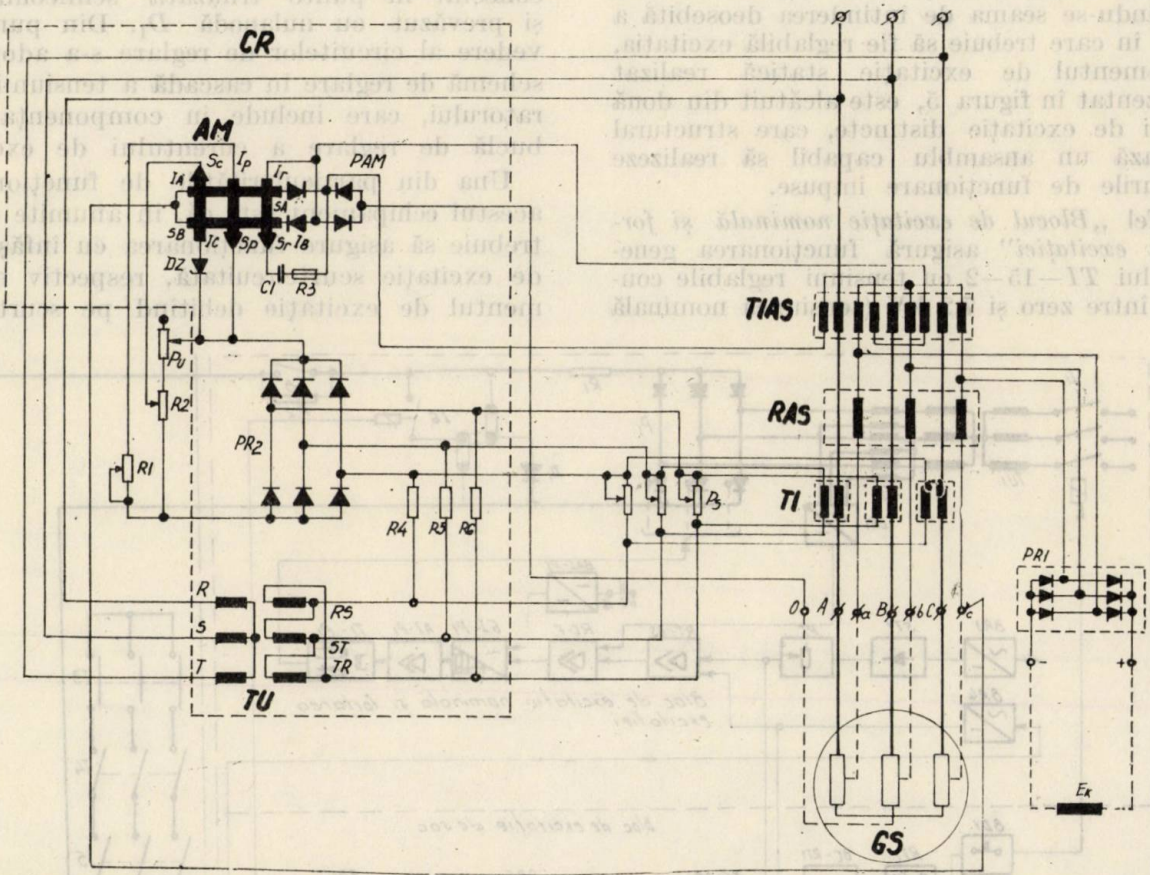


Fig. 4b. Schema electrică a echipamentului de excitaţie pentru generatoarele sincrone de 38 kVA; 80 kVA; 125 kVA; 150 kVA.

În cadrul tematicii de cercetare şi realizare a echipamentelor de excitaţie statică pentru generatoare sincrone, o categorie distinctă a constituit-o excitarea generatoarelor de şoc.

Generatoarele pentru încercări la scurtcircuit (generatoare de şoc), funcţionează în condiţii speciale faţă de maşinile sincrone normale şi, ca atare, sistemul de excitaţie pentru aceste generatoare i se impun condiţii de funcţionare cu totul particulare.

Generatoarele de şoc se caracterizează prin aceea că trebuie să debiteze puteri mari pe durate de cîteva fracţiuni de secundă (putere de şoc), iar regimul de scurtcircuit care survine accidental pentru maşinile şi instalaţiile normale este în acest caz un regim normal de lucru.

Pentru excitarea generatoarelor de şoc *TI—15—2* s-a realizat un sistem de excitaţie complet static care alimentează direct inductorul generatorului sincron. Faţă de sistemele clasice cu excitatoare de c.c., utilizate pînă în prezent pentru excitarea generatoarelor de şoc, sistemul de excitaţie statică asigură o comportare dinamică superioară atît în ceea ce priveşte viteza de răspuns, cît şi a posibilităţilor de obţinere a unor plafoane ridicate pentru tensiunea maximă de excitaţie.

Reiese că, în cazul specific al generatoarelor de şoc, alimentarea echipamentului de excitaţie nu se poate realiza de la barele generatorului, ci numai de la bare separate, printr-un transformator adecvat conectat direct la reţea. De asemenea, s-a avut în vedere faptul că nu se pot utiliza sisteme cu compoundare de la curentul de sarcină al generatorului, aşa cum se obişnuieşte în multe din schemele moderne de excitare a generatoarelor sincrone de uz general.

Pentru a satisface modurile specifice de funcţionare a generatorului de şoc în cadrul diferitelor probe ce se execută cu acesta, sis-

temul de excitaţie a trebuit să asigure atît funcţionarea cu excitaţie nominală sau forţată (tensiunea generatorului reglabilă continuu pînă la 1,2 U_{GN}), precum şi regimul de funcţionare cu excitaţie de şoc (curentul de excitaţie reglabil în trepte între $5 \div 20$ I_{en}, respectiv între 1 400 şi 5 600 A).

Ţinîndu-se seama de întinderea deosebită a gamei în care trebuie să fie reglabilă excitaţia, echipamentul de excitaţie statică realizat şi prezentat în figura 5, este alcătuit din două blocuri de excitaţie distincte, care structural formează un ansamblu capabil să realizeze regimurile de funcţionare impuse.

Astfel „*Blocul de excitaţie nominală şi forţare a excitaţiei*" asigură funcţionarea generatorului *TI*—15—2 cu tensiuni reglabile continuu între zero şi 7,2 kV (tensiunea nominală 6 kV), permiţînd ca scurtcircuitul să se poată executa la orice valoare a tensiunii, necesară din punct de vedere al probelor ce se execută.

În cadrul blocului de excitaţie nominală şi forţată, înfăşurarea de excitaţie este alimentată de la un convertizor cu tiristoare şi diode P_1, conectat în punte trifazată semicomandată şi prevăzut cu nulanodă D_1. Din punct de vedere al circuitelor de reglare s-a adoptat o schemă de reglare în cascadă a tensiunii generatorului, care include în componenţa sa o buclă de reglare a curentului de excitaţie.

Una din particularităţile de funcţionare a acestui echipament este că, în anumite cazuri, trebuie să asigure funcţionarea cu înfăşurarea de excitaţie scurtcircuitată, respectiv echipamentul de excitaţie debitînd pe scurtcircuit

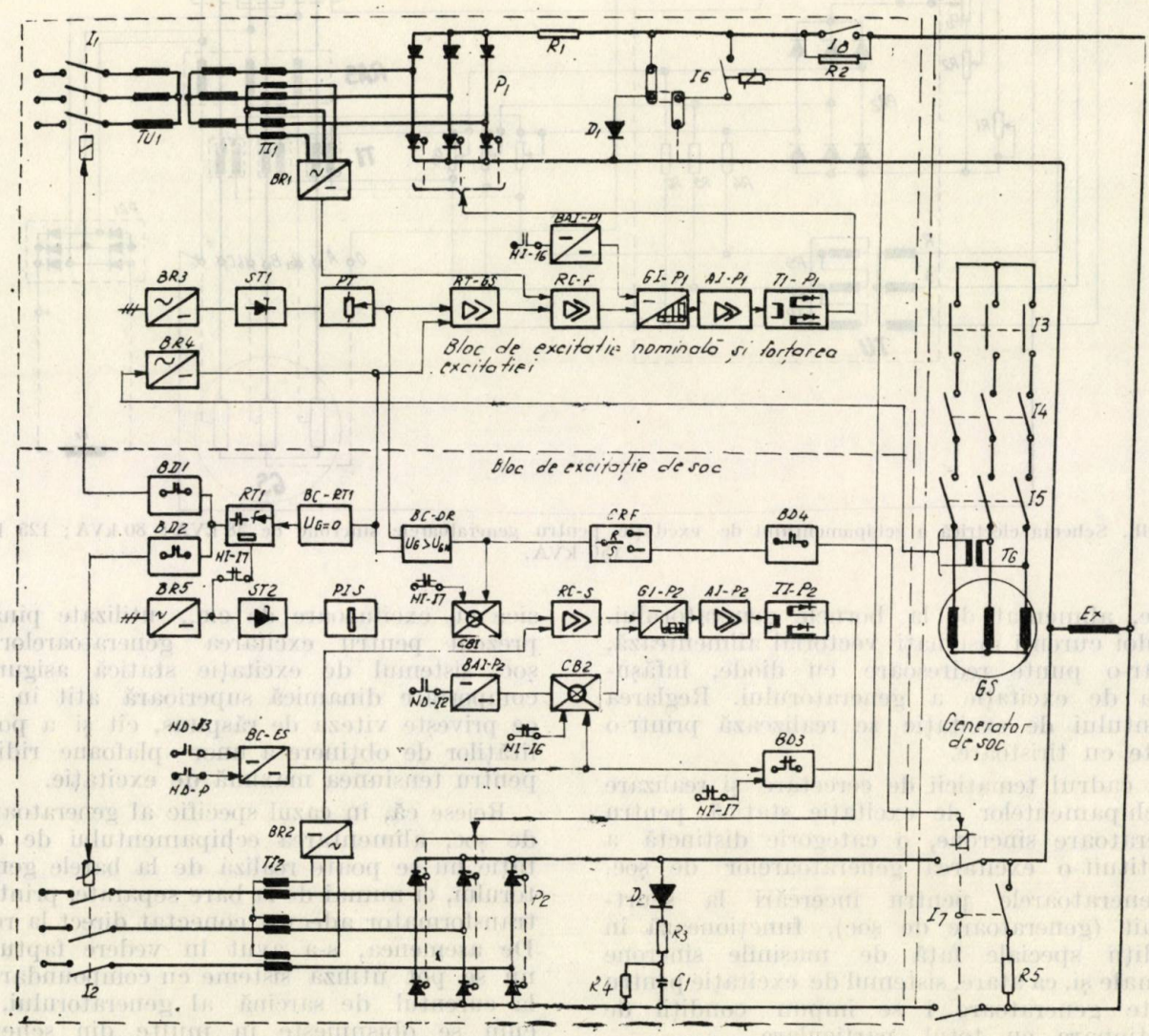


Fig. 5. Echipament de excitaţie statică pentru generatorul de şoc *TI*15—2. Schema-bloc:

SG — generator sincron; *Ex* — excitaţia generatorului sincron; *I1* ÷ *I8* — întrerupătoare, contactoare, scurtcircuitoare; *TG*, *TU* 1 — transformatoare de tensiune; *TI* 1, *TI* 2 — transformatoare de curent; *P* 1 — convertizor pentru excitaţie forţată; *D*1, *D*2, — diode; *P*2 — convertizor pentru excitaţie de şoc; *R*1 + *R*5 — rezistenţe; *C*1 — condensator; *BR*1 + *BR*5 — bloc redresare; *ST*1, *ST*2 — stabilizator; *PT* — potenţiometru pentru impunerea tensiunii generatorului sincron; *PIS* — potenţiometru pentru impunerea curentului de excitaţie de şoc; *TR* — *GS* — regulator de tensiune; *RC* — *F* — regulator curent forţare; *RC* — *S* — regulator curent şoc; *GI* — *P*1, *GI* — *P*2 — generator impulsuri comandă pe grilă; *TI* — *P*1 — *TI* — *P*2 — bloc transmitere şi distribuire impulsuri; *BAI* — *P*1, *BAI* — *P*2 — bloc anulare impulsuri; *CB*1, *CB*3 — circuit blocare; *BD*1 — *BD*4 — bloc de conectare, *RT* 1 — releu temporizat; *BC* — *RT* 1 — bloc de comandă pentru *RT* 1; *BC* — *DR* — bloc comandă dezexcitare; *BC* — *ES* — bloc comandă excitaţie de şoc; *CRF* — comutator regim funcţionare; *AI* — *P*1, *AI* — *P*2 — amplificator impulsuri.

şi realizînd treceri rapide de la excitaţia nominală sau forţată la scurtcircuit şi invers.

„*Blocul de excitaţie de şoc*" asigură posibilitatea de funcţionare cu curenţii şi tensiunile mari, ce rezultă din adoptarea unui coeficient de excitaţie de şoc $k_s = 20$ (respectiv $I_{e\,soc} = 5600$ A şi $U_{e\,soc} = 920$ V).

În cadrul acestui bloc alimentarea cu curent continuu a înfăşurării de excitaţie este realizată de un convertizor cu tiristoare P_2, conectat în punte trifazată complet comandată, astfel încît transportul de energie se poate efectua în ambele direcţii (din reţeaua de curent alternativ trifazat în circuitul de curent continuu, convertizorul funcţionînd în regim de redresor, precum şi din circuitul de curent continuu în reţeaua de curent alternativ, funcţionarea în regim de inventor). Astfel, echipamentul poate asigura, după efectuarea fiecărei probe de scurtcircuit la bornele generatorului (în timpul scurtcircuitului curentul de excitaţie ajungînd la $I_e = 20\ I_{en}$), revenirea rapidă la tensiunea nominală a generatorului, precum şi dezexcitarea rapidă cu recuperare în reţea la oprirea generatorului. Din punct de vedere al circuitelor regulatorului s-a adoptat o schemă de reglare în cascadă a tensiunii generatorului, care include în componenţa sa un regulator automat de curent de excitaţie. Dimensionarea adecvată a transformatoarelor de reacţie de curent, precum şi a circuitelor de intrare în regulatorul de curent asigură limitarea curentului de excitaţie la valori cuprinse între $5 \div 20\ I_{en}$.

Cercetările privind echipamentele de excitaţie constituie o activitate permanentă în ICPE şi se continuă, în prezent, prin lucrări de diversificare funcţională şi constructivă. De asemenea, se întreprind cercetări privind optimizarea caracteristicilor statice şi dinamice, reducerea puterii aparente consumată de echipamentele de excitaţie statică şi reducerea componentei alternative a tensiunii de excitaţie.

Bibliografie

[1] *Hohrle, G.* Instalaţii de excitare pentru turbogeneratoare mari. În: Elektrizitätswirtschaft **7**, mar 1967, S. 152—164.

[2] *Uenosono, C.* ş.a. Définition, méthode d'essai et caracteristiques nominales des redresseurs des systémes d'excitation statique. CIGRE Rap. 132, vol. **II**, 1966.

[3] *Lapedatu, E.* ş.a. Regulator automat de excitaţie pentru generatoare sincrone. În: Buletinul Academiei R.S.R., mar 1969.

[4] *Lapedatu, E.* ş.a. Sistem de excitare rapidă şi dezexcitare rapidă. Brevet de invenţie nr. 50966.

[5] *Guillod. G.* Auto-excitation compound et réglage statique d'alternateurs. In: Bulletin Oerlikon, nr. 351, mar 1963, p. 11—16.

[6] *Hochstetter, W.* Comportarea dinamică a generatoarelor sincrone cu sisteme de excitaţie dependente de sarcină. În: E.T.Z.—A, **18**, nr. 86, sep 1965, p. 577—582.

[7] *Breev, V.N.* Determinarea coeficientului de forţare a sistemului static de excitaţie. În: Electrotehnika U.R.S.S., **12**, nr. 37, 1966.

[8] *Bossi, H.J.* L'excitation des machines synchrones au moyen de mutateurs. In: Revue Brown-Boveri, nr. 9/10, sep 1963, p. 661—674.

[9] *Barret, Ph.* L'excitation statique des grandes machines synchrones. CIGRE, Rap. 139, vol. **II**, 1964.

[10] *Reggiani, F.* ş.a. Considérations sur les marges de stabilité avec rèférence particulière a l'effet des caractéristiques de l'alternateur et du système d'excitation et de régulation de la tension. CIGRE, Rap. 330, vol. **III**, 1966.

Intrat în redacţie la 16. VI. 1975

CZ 519.92

CERCETARE ȘTIINȚIFICĂ
DOCUMENTARE AUTOMATĂ
ÎNMAGAZINAREA INFORMAȚIEI
REGĂSIREA INFORMAȚIEI

Informarea tehnico-științifică în cercetare. ARIEL-sistem automatizat de înmagazinare și regăsire a informației pentru electrotehnică, proiectat și implementat în I.C.P.E

RODICA OANCĂ, AUREL BĂDESCU, FLORIN-TEODOR TĂNĂSESCU, VALENTIN GHEORGHE, MARIUS MENDELOVICI, RUXANDRA ȘOROAGĂ și CORNEL VASILE — București

1. Informarea tehnico-științifică și activitatea de cercetare

Eficiența activității de cercetare tehnico-științifică și de dezvoltare depinde, într-o mare măsură, de modul de valorificare a informațiilor cuprinse în literatura de specialitate. Creșterea masivă a volumului de cunoștințe și imposibilitatea cercetătorilor de a urmări personal literatura domeniului lor de activitate au dus la crearea unor unități specializate de informare tehnico-științifică pe lîngă institutele de cercetare. Utilitatea acestor unități este condiționată nu numai de volumul de documente primare colectate, ci și de modul în care pot fi regăsite informațiile necesare beneficiarilor.

Metodele convenționale de regăsire a informațiilor nu mai corespund cerințelor actuale ale cercetării, necesită un personal numeros și timp de lucru apreciabil, iar eficacitatea acestei activități depinde de o serie întreagă de factori subiectivi, printre care pasiunea, priceperea și conștiinciozitatea (calități relativ greu de găsit laolaltă) nu au rolul cel mai mic.

Pe de altă parte, activitatea de informare tehnico-științifică, dacă ar fi făcută de cercetător, i-ar răpi acestuia 30—50% din timpul său de lucru; în plus cercetătorul nu va ști să folosească eficient toate metodele pe care documentarea le-a dezvoltat.

În aceste condiții de explozie informațională a fost elaborată o nouă concepție asupra organizării procesului de informare, bazată pe următoarele principii:

— *integrarea tuturor fazelor de lucru într-un proces unitar* (achiziția documentelor, selecția lor, rezumarea, analiza, înmagazinarea și regăsirea informațiilor, servirea beneficiarilor cu cercetări bibliografice retrospective sau sistem de difuzare selectivă a informațiilor (pe profil documentar);

— *elaborarea unei noi metode de analiză a documentelor* (indexarea coordonată și vocabular de descriptori) bazată pe principiul interferenței noțiunilor;

— *utilizarea calculatorului electronic* ca unic mijloc adecvat pentru îmagazinarea și regăsirea unui volum foarte mare de informații.

2. Calculatorul electronic — instrument eficace în informarea tehnico-științifică modernă

Prin utilizarea calculatoarelor electronice la prelucrarea informațiilor tehnico-științifice, în cadrul unor sisteme de regăsire automată a informațiilor, se poate asigura un grad înalt de exhaustivitate a prelucrării documentelor originale, obținîndu-se în același timp o diseminare cît se poate de selectivă a informațiilor, pe profilul de interes din ce în ce mai îngust al cercetătorilor. Numai calculatorul electronic prin capacitatea sa de a prelucra masive mari de informație cu o viteză extraordinară poate rezolva această situație. Memoria sa auxiliară, pe discuri sau benzi magnetice, poate conține un număr practic nelimitat de informații, iar programele din ce în ce mai sofisticate, pe care le poate executa, asigură regăsirea din această memorie, numai a acelor informații care prezintă interes pentru o anumită temă de cercetare, oricît de specializată ar fi aceasta.

Calculatoarele moderne, funcționînd în multiprogramare și în „time sharing" (divizarea timpului) permițînd teleprelucrarea și dialogul om-mașină prin sistem conversațional, pot realiza regăsirea informațiilor și difuzarea selectivă a acestora pentru orice categorie de beneficiari. În acest mod atribuțiile „*clasice*" ale organelor de informare tehnico-științifică vor fi îndeplinite mai repede, mai bine și mai ieftin decît prin mijloacele tradiționale.

Luîndu-se anumite măsuri, activitățile de informare tehnico-științifică, folosind calculatorul electronic, se pot executa cu un personal mai restrîns decît în condițiile informării clasice.

* *Oancă Rodica* este analist pr. III la Centrul de calcul ICPE; *Aurel Bădescu*, ing. pr. ICPE; dr. ing. *Fl. T. Tănăsescu*, cercetător științific pr. gr. I este directorul ICPE; *Valentin Gheorghe*, programator la Centrul de calcul ICPE; *Marius Mendelovici*, ing. pr. ICPE; *Ruxandra Soroagă* și *Cornel Vasile* sînt programatori la Centrul de calcul ICPE.

Calculatorul permite, de asemenea, acțiuni de informare centralizată pe ramuri de activitate, în cadrul național, internațional, și chiar mondial, evitînd fărîmițarea eforturilor în lucrări minore, conduse, uneori, pe multiple linii paralele.

3. Prezentarea sistemului automatizat de înmagazinare și regăsire a informațiilor tehnico-științifice — ARIEL — în curs de implementare în I.C.P.E.

Sarcinile multiple ce revin, în prezent, organelor de informare în unitățile cu specific de cercetare, în condițiile actuale ale micșorării numărului de personal în domeniul informării tehnico-științifice, au impus proiectarea, în cadrul I.C.P.E., a unui sistem automatizat de înmagazinare și regăsire a informațiilor tehnico-științifice pentru electrotehnică.

Scopul principal al acestui sistem este de a pune la dispoziția utilizatorilor, din întreg sectorul electrotehnic, un mijloc eficient de regăsire a informațiilor tehnico-științifice retrospective sau în sistem de difuzare selectivă a informațiilor (DSI).

Sistemul proiectat cuprinde:

a — concepția înmagazinării, regăsirii și prezentării informației;

b — limbajul sistemului;

c — proiectul documentelor de intrare, al fișierelor permanente și de lucru, precum și al documentelor de ieșire;

d — un set de 18 programe;

e — mijloacele fizice necesare funcționării sistemului.

Schema-bloc de principiu a sistemului automatizat de regăsire — ARIEL — se prezintă în figura 1.

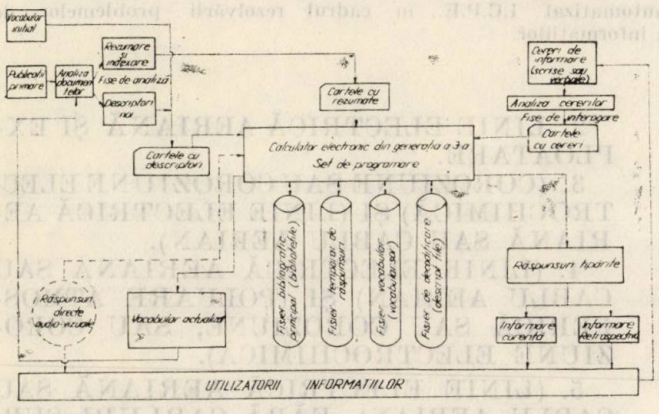


Fig. 1. Schema-bloc de principiu a sistemului automatizat de regăsire ARIEL.

Documentele primare intrate în sistem sînt prelucrate în sectorul de analiză documentară, unde, în final, se întocmesc fișele de analiză bibliografică. Sistemul este prevăzut cu chei de secret pentru anumite categorii de surse documentare. După perforarea și verificarea cartelelor corespunzătoare fișelor de analiză, prin setul de programe al sistemului ARIEL se transferă informațiile în memoria informațională a sistemului, adică în fișierul bibliografic organizat pe bandă magnetică sau pe disc.

Regăsirea informațiilor este inițiată de intrarea în sistem a cererii de informare de la un beneficiar oarecare. Aceasta se poate referi la o cercetare retrospectivă (pe întreg masivul de informații cuprinse în fișierul bibliografic) sau la o difuzare selectivă a informațiilor (informare curentă pe anumite teme prestabilite).

În sectorul de analiză, în urma prelucrării acestor intrări, se întocmesc fișele de interogare retrospectivă sau de informare curentă, corespunzătoare celor două categorii de cereri de informare.

După perforarea cartelelor corespunzătoare fișelor de interogare, acestea se introduc în configurația de calcul și prin intermediul unui program de interogare (FIND-2) se inițiază cercetarea documentară automată, avînd ca rezultat listarea la imprimantă a datelor bibliografice asociate adreselor documentelor care răspund cererii de informare.

Sistemul ARIEL este astfel conceput încît să servească beneficiarii din M.I.C.M.U.E., centrale industriale, întreprinderi din sectorul electrotehnic.

Cu anumite eforturi creatoare se pot concepe aplicații ale sistemului și în alte domenii de activitate, cum ar fi : prelucrarea unor date de marketing, situații de omologări și modernizări de produse ale M.I.C.M.U.E. În figura 2 este dată schema legăturilor informaționale ale sistemului proiectat, în cadrul general al rezolvării problemelor de prelucrare automată a datelor.

Sistemul automatizat de informare al I.C.P.E. este conceput să funcționeze și în cadrul Sistemului automatizat internațional de informare științifică și tehnică pe linie CAER (SIAIST) pentru electrotehnică, I.C.P.E. fiind organ național desemnat în cadrul acestui sistem. Se intenționează, de asemenea, afilierea, prin intermediul SIAIST sau direct, la un sistem mondial de informare, cum ar fi UNISIST, inițiat de UNESCO.

Deoarece un sistem automatizat de informare cu calculator electronic se justifică numai pentru creșteri anuale mari ale fondului documentar (minimum 10 000 documente) sistemul ARIEL proiectat pentru electrotehnică va trebui să asigure compatibilitatea cu aceste sisteme internaționale, precum și cu centre de informare din alte țări, care să furnizeze surse documentare în afara celor existente în țară.

Sistemul ARIEL a fost proiectat pentru calculator numeric generaţia a III-a, ICL — 1902 A, cu următoarea configuraţie de calcul :
— memorie internă : 32 K ;
— cititor de cartele : 1 ;
— imprimantă : 1 ;
— unităţi de bandă magnetică : 4 ;
— unităţi de discuri : 1.

Fişierele de bază şi cele auxiliare ale sistemului ARIEL sînt create pe benzi magnetice, cu variantă pentru disc, necesitînd astfel un total de : 15 role de bandă magnetică ; 120 cilindri pe disc magnetic.

3.1. Limbajul de indexare a sistemului de informare ARIEL. Prelucrarea informaţiilor intrate în sistemul ARIEL se realizează cu ajutorul indexării coordonate, care presupune exprimarea conţinutului semantic al documentelor prin cuvinte (sau sintagme) cu înţeles de sine stătător, exprimate în limbaj natural, regăsirea informaţiilor realizîndu-se prin combinarea acestor cuvinte cu ajutorul conectorilor logici ŞI, SAU, FĂRĂ. Pentru exemplificare, considerînd un document referitor la coroziunea cablurilor electrice aeriene, acesta a fost caracterizat prin următorii descriptori, a căror totalitate o formează modelul de regăsire a documentului în cadrul sistemului :

COROZIUNE, COROZIUNE ELECTROCHIMICĂ, LINIE ELECTRICĂ AERIANĂ, EXPLOATARE, POLUARE ATMOSFERICĂ, MEDIU INDUSTRIAL.

În etapa de regăsire acest document poate fi furnizat ca răspuns la cereri de informare, ale căror caracteristici de regăsire pot avea următoarele formulări :

1. COROZIUNE ŞI LINIE ELECTRICĂ AERIANĂ.

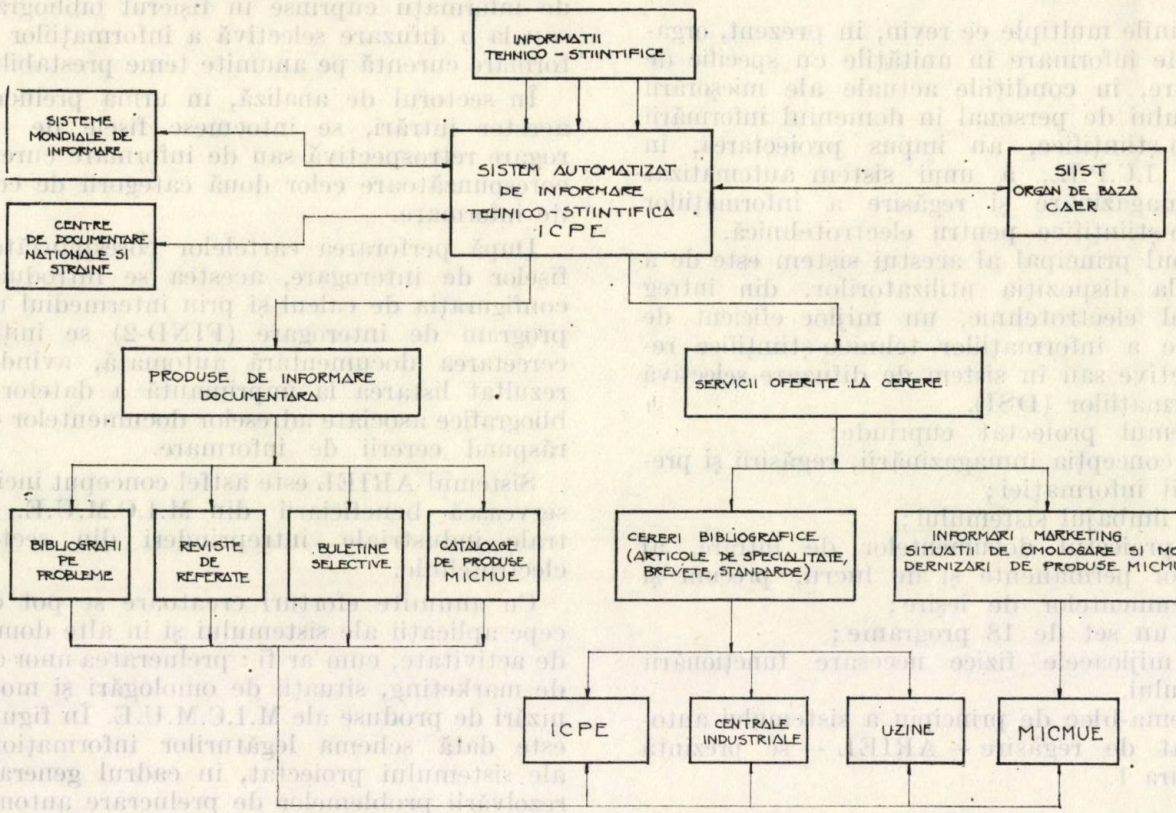


Fig. 2. Schema legăturilor informaţionale ale sistemului automatizat I.C.P.E., în cadrul rezolvării problemelor de prelucrare a informaţiilor.

2. LINIE ELECTRICĂ AERIANĂ ŞI EXPLOATARE.

3. (COROZIUNE SAU COROZIUNE ELECTROCHIMICĂ) ŞI (LINIE ELECTRICĂ AERIANĂ SAU CABLU AERIAN).

4. (LINIE ELECTRICĂ AERIANĂ SAU CABLU AERIAN) ŞI (POLUARE ATMOSFERICĂ SAU COROZIUNE, SAU COROZIUNE ELECTROCHIMICĂ).

5. (LINIE ELECTRICĂ AERIANĂ SAU CABLU AERIAN), FĂRĂ CABLURI SUBTERANE.

Această posibilitate de folosire a conectorilor logici (ŞI) exprimînd relaţii de reuniune logică (SAU), intersecţie logică (ŞI) sau complementare (FĂRĂ) în cadrul formulării caracteristicii de regăsire a cererii de informare, ilustrează, de fapt, marea facilitate oferită de

indexarea coordonată în cadrul regăsirii informațiilor, aceea de coordonare a termenilor folosiți la indexare.

Practica a arătat, însă, că indexarea nu se poate realiza prin atribuirea la întîmplare a unor termeni extrași din documente sau sugerați de conținutul acestora, deoarece diversitatea de exprimare a limbajului natural duce la apariția a numeroase situații, în care o noțiune poate fi exprimată prin mai multe cuvinte (sinonime), același cuvînt poate avea mai multe sensuri (omonimie și polisemie), sau sensurile unui cuvînt nu sînt clar delimitate, toate acestea conducînd la micșorarea posibilității de coincidență a termenilor folosiți pentru caracterizarea documentelor și a cererilor de informare.

Din aceste considerente este necesară transformarea, concentrarea și uniformizarea cuvintelor din limbajul natural într-un limbaj convențional, compus dintr-un număr restrîns de cuvinte, reprezentînd noțiuni specifice reprezentative pentru un domeniu sau mai multe domenii de cunoștințe, cuvinte care reprezintă *limbajul de indexare* propriu sistemului pe care-l servește [2].

În sistemele automatizate de informare, care utilizează ca metodă de prelucrare a informațiilor indexarea coordonată, limbajul de indexare este reprezentat prin vocabulare controlate și tezaure.

3.2. Elaborarea vocabularului controlat de electrotehnică al I.C.P.E. În cadrul sistemului ARIEL de informare tehnico-științifică, proiectat în I.C.P.E., a fost necesară elaborarea unui vocabular controlat pentru electrotehnică, întrucît sistemul utilizează metoda indexării coordonate a documentelor.

Lucrare elaborată în premieră în țară, vocabularul controlat pentru electrotehnică, realizat la I.C.P.E., a urmat, în general, etapele obișnuite parcurse în cadrul operațiilor de reducere a unui limbaj natural la un limbaj convențional, compus numai din noțiuni esențiale și cu caracter univoc.

O primă operație parcursă a fost determinarea domeniilor principale și conexe, care trebuie să fie reprezentate în viitorul vocabular. Astfel, folosind experiența altor instrumente elaborate pentru domenii similare [3], s-au stabilit 23 grupe cuprinzînd diferite discipline specifice electrotehnicii și unor domenii conexe, precum și o serie de discipline de interes general.

S-a stabilit, în continuare, gradul de specificitate a termenilor aleși, pentru a defini domeniul respectiv de cunoștințe.

Astfel, s-a stabilit că termenii aleși pentru a reprezenta domeniile electrotehnicii și ale disciplinelor conexe vor avea un nivel de specificitate mai adînc decît al disciplinelor de interes general, care vor fi reprezentate numai prin termeni cu nivel mare de generalitate. Excepție de la această regulă o fac termenii grupei de termeni generali, condiderați cu aplicare universal valabilă pentru orice domeniu de cunoștințe.

Folosind formula stabilită de acad. *A. Avramescu* [4], s-a determinat numărul teoretic (N) minim de termeni pe care trebuie să-l conțină vocabularul proiectat. Astfel:

$$\frac{N}{D} = \frac{1}{2}\,\frac{n_0}{m}\cdot\frac{1}{F_q}, \qquad (1)$$

în care:

D este numărul documentelor din colecție;
n_0 — numărul termenilor de indexare din modelul de regăsire a unui document;
m — numărul termenilor de indexare care caracterizează o cerere de informare;
F_q — numărul de răspunsuri minim furnizat la o cerere de informare.

Pentru sistemul proiectat, acești parametri s-au prevăzut a avea următoarele valori limită:

$D = 70\,000$ doc; $n_0 \simeq$ max. 20; $m \simeq$ max. 8; $F_q \simeq$ medie 10.

În funcție de aceste valori rezultă că numărul teoretic de termeni ai vocabularului ar trebui să fie de 8 750.

O dată stabilite criteriile principale de proiectare a vocabularului s-a trecut la elaborarea vocabularului brut prin metoda combinată deductivă și inductivă, cunoscută din literatura de specialitate [5].

După întocmirea vacabularului brut s-a trecut la prelucrarea, din punct de vedere semantic a termenilor, care a constat în: eliminarea sinonimelor absolute și a sinonimelor convenționale. Ca urmare a acestei prelucrări, în vocabular va apare un indicator de relații semantice de tipul V (vezi) care este pus în evidență astfel:

CELULA FOTOELECTRICĂ
⋮
FOTOCELULĂ
V CELULA FOTOELECTRICĂ

— eliminarea omonimelor, prin precizarea sensului noțiunilor ambigue. Practic, se precizează domeniul la care se referă descriptorul respectiv. Exemplu:

POLARIZARE (OPTICĂ);
POLARIZARE (ELECTROTEHNICĂ).

S-a efectuat, de asemenea, o prelucrare morfologică a termenilor, aceștia fiind redați în vocabular numai prin rădăcina lor, terminațiile fiind înlocuite printr-o mască, respectiv prin semnul:

$. Exemplu: REACTANT$ DIRECT$; REACTANT$ INVERS$.

Operaţia a fost făcută în vederea posibilităţii utilizării în viitor a indexării automate, pentru compatibilizare cu sistemul SIIST — CAER. În continuare, s-a procedat la codificarea numerică a descriptorilor pe domenii, după care prin programul SONI s-a elaborat lista numerică, pe domenii, a tuturor descriptorilor vocabularului controlat, iar prin programul SOLI s-a făcut listarea alfabetică, pe domenii a vocabularului. În final, prin programele IC 19, IC 20 şi IC 21 (fig. 3) s-a elaborat, prin interclasarea domeniilor, o listare alfabetică generală care constituie *„Vocabularul controlat de termeni pentru electrotehnică"*.

3.3. Înmagazinarea informaţiilor tehnico-ştiinţifice. Ansamblul informaţiilor tehnico-ştiinţifice reprezintă datele supuse prelucrării şi regăsirii cu ajutorul calculatorului electronic în sistemul ARIEL. Înmagazinarea lor pe suporţi compatibili cu specificul echipamentului electronic de calcul, asigurînd totodată şi o formă corespunzătoare unei regăsiri corecte şi flexibile, se realizează în două etape mari: analiza bibliografică a fiecărui document de bibliotecă (carte, revistă, brevet etc.) şi, respectiv, înmagazinarea pe medii magnetice a

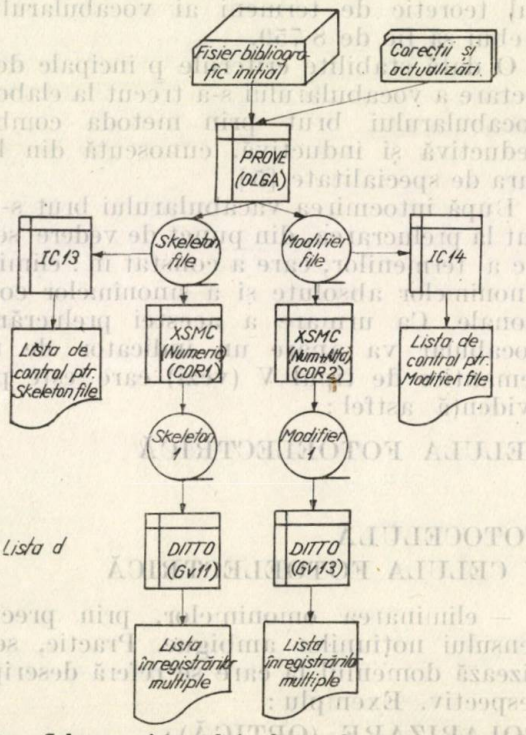


Fig. 3.a. Schema sistemului de prelucrare automată a datelor din cadrul sistemului ARIEL. Fişierul bibliografic principal.

fişierului bibliografic prin intermediul unor programe elaborate corespunzător.

Etapa de analiză bibliografică are ca rezultat final obţinerea unui fişier manual format din fişe de analiză bibliografică.

Etapa de înmagazinare pe medii magnetice — discuri sau benzi magnetice — a fişierului bibliografic manual rezultat din etapa precedentă de analiză se realizează cu un ansamblu de programe, dintre care funcţia cea mai importantă o au programele PROVE şi UPDATE din

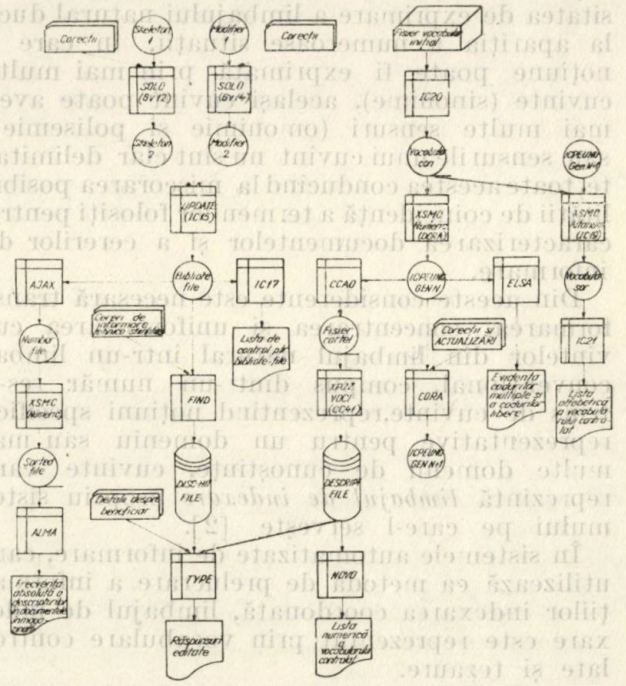


Fig. 3.b. Schema sistemului de prelucrare automată a datelor din cadrul sistemului ARIEL.

dotarea cu software a echipamentului electronic de calcul ICL. Aceste programe preiau informaţiile de pe fişele de analiză bibliografică şi le înmagazinează pe suport magnetic. În cadrul sistemului ARIEL s-a creat fişierul bibliografic BIBLIOTEFILE pe bandă magnetică (fig. 3a şi 3b), existînd şi posibilitatea înmagazinării sale pe disc magnetic.

Datorită capacităţii mari de înmagazinare a suporţilor magnetici compatibili cu calculatorul electronic ICL din dotarea I.C.P.E., o bandă magnetică sau un disc de masă vor putea conţine informaţii caracterizînd aproximativ 30 000 de documente. În acest fel, în ritmul de creştere anuală cu 10 000 documente a masivului de informaţii, o bandă magnetică sau un cartuş de discuri magnetice va asigura suportul magnetic necesar actualizării periodice a fişierului bibliografic pe o perioadă de 3 ani.

3.4. Regăsirea informaţiilor tehnico-ştiinţifice Filozofia FIND. Scopul final al proiectării şi implementării sistemului ARIEL este însăşi regăsirea informaţiilor tehnico-ştiinţifice cu ajutorul calculatorului electronic. Eficienţa documentării tehnico-ştiinţifice prin intermediul unui echipament electronic de calcul s-a impus

deja pe plan internațional; sistemele automatizate IRMS și ISIS, folosind calculatoare IBM, sistemul MISTRAL, folosind calculator IRIS sau sistemul GOLEM, folosind calculator SIEMENS sînt cîteva exemple ce ilustrează succesul documentării automatizate în raport cu procedeele clasice, mult mai lente și mai puțin capabile să asigure un volum complet de informații.

În cazul sistemului ARIEL, regăsirea informațiilor tehnico-științifice se realizează în conformitate cu două categorii de criterii: *a* — criteriile tematice, acestea precizînd domeniul tematic căruia i se adresează cererea de informare tehnico-științifică și *b* — criteriile privind anumite date bibliografice ce caracterizează informațiile documentare înmagazinate, acestea exprimînd anumite opțiuni și preferințe ale beneficiarului sistemului.

Să considerăm exemplul unui specialist în electrotrotehnică ce dorește să studieze materialele apărute în ultimii trei ani, în limba română sau engleză, cu privire la zgomotul mașinilor electrice și al transformatoarelor. Analizînd această cerere de informare tehnico-științifică, se observă că „zgomotul mașinilor electrice și al transformatoarelor" constituie criteriul tematic, iar opțiunile pentru limba română sau engleză și pentru anii de apariție 1973, 1974 sau 1975 constituie criterii referitoare la datele bibliografice.

Regăsirea documentelor de bibliotecă care corespund cererii formulate mai sus, în raport cu cele două categorii de criterii, constă în extragerea acelor înregistrări din fișierul bibliografic BIBLIOTEFILE, care răspund criteriului tematic, adică; în listele de cuvinte-cheie respective figurează codurile numerice corespunzătoare termenilor de vocabular „mașină electrică" sau „transformator" și totodată date bibliografice cerute de beneficiar i.e. sînt redactate în limba română sau engleză și au fost publicate începînd din anul 1973.

Vom observa că acest mod de redactare a unei cereri de informare tehnico-științifică și, implicit, de regăsire a informațiilor, corespunzînd la această cerere, presupune o structură logică constînd din condiții ce trebuie satisfăcute simultan și (sau) condiții ce trebuie satisfăcute alternativ. Această structură logică este pusă în evidență cu ajutorul conectorilor logici ȘI și respectiv SAU, ceea ce conduce la formalizarea logică a cererii formulate în exemplul propus sub forma:
((Zgomot SI (mașină electrică SAU transformator)) SI (limba română SAU limba engleză) SI (anul apariției, mai mare sau egal cu 1973)).

Se observă că perechile de paranteze care încadrează șirurile de termeni uniți prin același conector logic sînt absolut necesare pentru a evita o interpretare ambiguă a expresiei logice. Fiecare pereche de paranteze delimitează un nivel logic, rezultînd, deci, că expresia logică de mai sus are trei nivele logice.

Această formalizare logică a cererilor de informare tehnico-științifică (formulate însă în limbaj natural de către beneficiarii sistemului ARIEL), este impusă de specificul programelor cu ajutorul cărora se efectuează regăsirea automată a informațiilor. Aceste programe, din dotarea cu software a firmei ICL, alcătuiesc pachetul FIND-2 (File Interrogation of Nineteen Hundred Data), ale cărui performanțe și caracteristici de execuție corespund necesităților regăsirii automate a informațiilor tehnico-științifice. Componenta principală a pachetului de programe FIND-2 este reprezentată de un vast program de interogare, a cărui funcție este însăși regăsirea informației, pe baza cererilor formalizate logic (și codificate în conformitate cu regulile FIND-2). Programul de interogare analizează cererea codificată, rezolvă relațiile logice ale acesteia și extrage din fișierul bibliografic BIBLIOTEFILE acele înregistrări ce corespund cererii formulate, depunîndu-le pe un fișier separat (DISC-HITFILE, conținut pe discuri magnetice) destinat să înmagazineze răspunsurile sistemului FIND-2 (fig. 3b).

Forma finală a răspunsurilor la cererile de informare tehnico-științifică se obține cu ajutorul programului TYPE care preia informațiile de pe fișierul DISC-HITFILE și le tipărește pe hîrtie de imprimantă, selectîndu-le în funcție de cererea de informare prin care au fost solicitate și în funcție de numele beneficiarului care a formulat cererea (fig. 3b).

Pachetul de programe FIND-2 permite prelucrarea simultană a 96 de cereri distincte de informare. Fiecare cerere poate avea maximum 10 nivele logice, ceea ce permite formalizarea logică a cererii beneficiarului într-o formă foarte apropiată de limbajul natural.

3.5. Performanțele tehnice ale sistemului ARIEL. În urma testărilor efectuate în I.C.P.E. pe masiv redus de documente (circa 2 000) s-au determinat cei doi parametri principali care caracterizează performanțele tehnice ale sistemului: *factorul de identificare* și *factorul de precizie* [6].

Pentru calculul acestor coeficienți s-au luat în considerație următoarele date: numărul documentelor relevante existente în colecție (Dr); numărul documentelor relevante identificate ca rezultat al cercetării (Di); numărul documentelor selectate în etapa de cercetare (Ds).

Factorul de identificare (I) este dat de raportul:

$$I = \frac{Di}{Dr} \times 100,$$

reprezentînd, deci, procentul de documente relevante identificate în etapa de cercetare,

din totalul documentelor relevante care ar fi trebuit identificate.

Factorul de precizie (P) este dat de raportul:

$$P = \frac{Di}{Ds} \times 100,$$

reprezentînd procentul de documente relevante identificate din totalul documentelor selectate în etapa de cercetare.

În cadrul sistemului ARIEL, în urma rulării a 7 cererii de regăsire, pe un masiv de 2 000 documente, s-au determinat valorile acestor factori (tab. 1).

Tabelul 1

Cererea nr.	*Dr*	*Di*	*Ds*	*I.%*	*P.%*
1	18	13	17	83	76
2	14	10	15	71	66
3	28	20	34	71	58
4	5	4	10	80	40
5	5	4	7	80	57
6	4	2	2	50	100
7	8	7	11	87	63
Media				74,5	65,7

Din tabelul 1 se constată că sistemul ARIEL lucrează cu un factor de identificare mediu de 74,5% și cu un factor de precizie mediu de 65,7%. Considerăm că valorile sînt satisfăcătoare în această etapă de testare, avînd în vedere faptul că majoritatea celor 2 000 documente au fost indexate liber, de către un personal nespecializat încă în această activitate. Calitatea indexării reprezintă factorul determinant în obținerea unor performanțe tehnice înalte ale sistemului.

4. Considerații privind exploatarea viitoare a sistemului ARIEL

Sistemul ARIEL va putea realiza, în faza de exploatare curentă diferite produse și servicii de informare, în funcție de cerințele utilizatorilor și, desigur, în funcție de volumul atins de memoria informațională a sistemului.

Astfel, anumite produse și servicii de informare curentă, cum sînt: buletine de titluri, buletine de referate, difuzarea selectivă a informațiilor pe profil documentar (DSI) pot fi realizate, încă din primul an al exploatării sistemului. De asemenea, din primul an, se poate trece la realizarea unor DSI oferite de sistem, elaborate pe anumite teme majore pentru economia națională, teme pe care sistemul le cunoaște apriori (de ex.: economia de energie, surse noi de energie etc.).

Pe măsura creșterii masivului de documente înmagazinate se vor putea realiza, cu calculatorul, cercetări bibliografice cerute de beneficiari sau oferite de sistem, diferite tipuri de indexuri, pe autor, pe subiecte etc.

Aceste produse și servicii se vor elabora automat de către calculator, prin exploatarea fișierelor cumulative, folosind programe corespunzătoare de regăsire și editare.

După introducerea facilității de prelucrare la distanță (teleprelucrare) și dotarea cu terminale tip display instalate la beneficiari, sistemul va permite accesul de la distanță al utilizatorilor la stocul documentar al sistemului. Acest lucru va mări considerabil flexibilitatea în exploatare a sistemului și va reduce foarte mult timpul de acces al utilizatorilor la memoria informațională.

5. Concluzii

Referindu-ne din nou la schema legăturilor informaționale realizate prin sistemul ARIEL pentru electrotehnică (fig. 2), ne putem da mai bine seama de perspectivele reale pe care automatizarea informării tehnico-științifice le deschide producției de bunuri, prin posibilitățile de dezvoltare a creativității cercetătorilor, tehnicienilor și inginerilor din industrie pe baza informațiilor din lumea întreagă.

Bibliografie

[1] UNISIST. Etudes sur la réalisation d'un système mondial. d'information scientifique effectuée par l'Organisation des Nations Unies pour l'éducation, la science et la culture et le Conseil International des unions scientifiques. UNESCO, Paris, 1971.

[2] *Meadow, Ch. T.* Analysis of Information Systems. A Programmer's Introduction to Information Retrieval. New York, John Wiley § Sons, 1967.

[3] * * * Thesaurus EDF

[4] *Avramescu, A.* Acoperirea unui domeniu printr-un vocabular de descriptori. Academia R.S.R., Centrul de documentare științifică, București, 1968.

[5] *Lancaster, F.W.* Information Retrieval Systems. New York, John Willey § Sons, 1968.

[6] *Lăzărescu, G.* Introducere în indexarea coordonată. București, Academia R.S.R., Centrul de documentare științifică, 1969.

[7] *Tănăsescu, Fl. T.* Informarea tehnico-științifică în cercetare. Utilizarea calculatoarelor electronice, lucrare CEPECA.

Intrat în redacție la 16. VI. 1975

CZ 621.8

CURENT CONTINUU
FORAJ
MOTOR
TIRISTOARE

Echipamente de acţionare electrică pentru instalaţii de foraj cu motoare de curent continuu, alimentate prin redresoare reglabile

ROMULUS ZĂRONI, ION DAN, ELENA LAPEDATU, BIANCA ŞERBĂNESCU, VIOREL GHIŢĂ şi MARINA GHIŢĂ * — Bucureşti

Urmînd consecvent linia soluţionării obiectivelor majore ale economiei naţionale la Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică s-au iniţiat o serie de cercetări în domeniul echipamentelor şi acţionărilor automatizate de mare putere, pentru realizarea unor echipamente electrice, care să contribuie la modernizarea şi diversificarea instalaţiilor de foraj din ţara noastră.

Deoarece odată cu extinderea întrebuinţării redresoarelor cu siliciu, asociate amplificatoarelor magnetice de putere, precum şi a tiristoarelor de puteri unitare importante, motorul de curent continuu şi-a f[illegible]cut loc, sistematic, în cadrul echipamentelor elaborate pentru cele mai diverse ramuri ale industriei, institutul nostru a abordat, încă din 1963, cercetări în vederea elaborării echipamentelor pentru reglarea automată a acţionărilor cu motoare de curent continuu, pentru instalaţii de foraj [1]. După realizarea iniţială a echipamentului electric pentru instalaţia de foraj E-75, s-a finalizat echipamentul tiristorizat pentru instalaţia F-320 DE şi, în continuare, echipamentul electric pentru instalaţia de foraj de mare adîncime F-500 în variantă normală, precum şi, în varianta navalizată, pentru prima platformă de foraj marin românească, pentru prospecţii petroliere în Marea Neagră.

Echipamentul de acţionare al instalaţiei de foraj E-75

Cercetările privind instalaţia de foraj E-75, care posedă două motoare de c.c. de 400 kW, necesare atît la antrenarea troliului, cît şi a mesei rotative, au condus la definitivarea unei soluţii, a cărei scheme de principiu este prezentată în figura 1.

După cum se observă, această schemă include în componenţa sa o buclă de reglare a curentului rotoric şi o buclă de reglare a tensiuni, care asigură funcţionarea echipamentului în zona de lucru cu putere variabilă a motorului.

Eroarea de tensiune ΔU_R creşte brusc o dată cu saturarea amplificatorului magnetic, care alimentează circuitul rotoric, deoarece termenul dependent de tensiuni, U_R, introdus în comparatorul c_2, rămîne, practic, constant. Nivelul erorii ΔU_R depăşeşte astfel semnalul U_1 (ales constant), cu care se însumează în comparatorul c_3, comandînd slăbirea fluxului. Se observă că schema include în componenţa sa şi un regulator local al nivelului

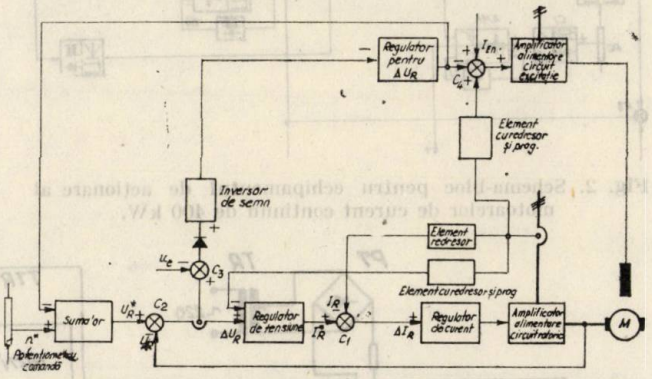


Fig. 1. Schema de principiu pentru acţionarea motoarelor de c.c. fără tahogenerator.

erorii ΔU_R. Acesta se obţine prin introducerea semnalului de ieşire din regulatorul pentru ΔU_R nu numai în comparatorul c_4, pentru comanda amplificatorului de alimentare a circuitului de excitaţie, ci şi sub formă de reacţie negativă asupra amplificatorului de intrare. Se rezolvă, astfel, problema menţinerii aceluiaşi coeficient de amplificare din regimul de funcţionare ca regulatorul de turaţie, prin variaţia tensiunii rotorice şi în cadrul regimului de funcţionare cu slăbire de flux. Introducerea unei limitări a valorii curentului rotoric maxim, precum şi întărirea automată a fluxului la apariţia unor suprasarcini ce depăşesc o anumită valoare s-a realizat, de asemenea, convenabil în cadrul acestei scheme.

Pe baza acestei scheme de principiu au fost realizate la ICPE echipamente pentru motoarele de 400 kW ($U_{Rn} = 550$ V; $I_{Rn} = 800$ A; $I_{en} = 30$ A; $n_r = 1\,000$ rot/min), utilizate la instalaţia de foraj E-75. În cadrul acestor echipamente s-au utilizat amplificatoare magnetice de putere însemnată atît pentru alimentarea circuitului rotoric, cît şi a celui de excitaţie.

Echipamentelor realizate cu structura indicată în schema din figura 1 le corespunde schema-bloc din figura 2 şi, respectiv, schema electrică din figura 3.

* Ing. *Romulus Zăroni* este şef de laborator, ing. *Dan Ion*, şef laborator, ing. *Elena Lapedatu*, cercetător ştiinţific principal, Ing. *Bianca Şerbănescu*, cercetător ştiinţific principal, ing. *Viorel Ghiţă*, cercetător ştiinţific şi ing. *Marina Ghiţă*, cercetător ştiinţific la ICPE — Bucureşti.

Utilizarea amplificatoarelor magnetice ca etaj final în alimentarea circuitului rotoric a implicat soluționarea problemelor legate de stabilitatea statică, pentru care s-a adoptat introducerea unei inductanțe foarte mici L_1 (fig. 3),

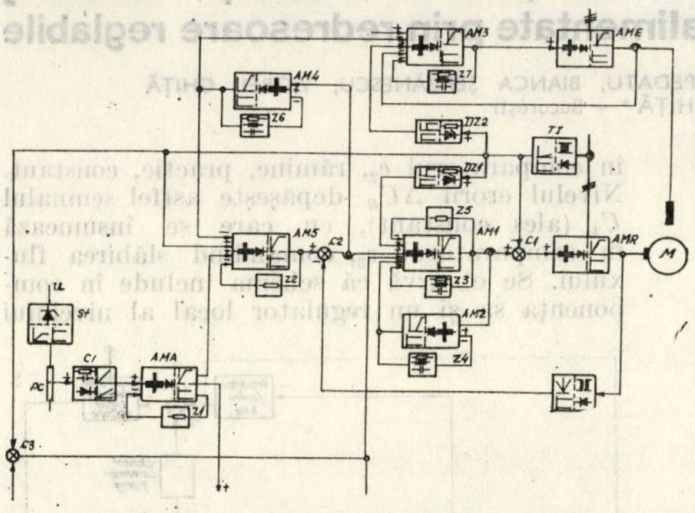


Fig. 2. Schema-bloc pentru echipamentul de acționare al motoarelor de curent continuu de 400 kW.

unei bucle de reglare a curentului cu o precizie statică de circa 10% și a unei viteze mari de răspuns pentru etajul respectiv. În acest caz se realizează, implicit, o reglare în cascadă foarte avantajoasă, cu scurtarea buclei de reglare eliminîndu-se cel puțin un etaj.

Circuitul de excitație este alimentat de la amplificatorul magnetic trifazat AME, polarizat la minim și comandat prin intermediul amplificatorului $AM3$ (fig. 3). Pentru a se stabiliza valoarea curentului de excitație față de fluctuațiile tensiunii de alimentare și de variațiile cu temperatură a rezistenței înfășurării de excitație, s-a introdus o reacție negativă puternică de curent, pe amplificatorul $AM3$, de la curentul debitat de AME. Amplificatorul $AM3$ este polarizat suplimentar în sens de magnetizare, pînă la nivelul pentru care, în absența altor comenzi, amplificatorul AME debitează curentul de excitație nominal ($I_{En} = 30$ A).

Semnalul de referință pentru impunerea turației, preluat de la potențiometrul PC și amplificat prin intermediul amplificatorului AMA, se aplică la intrarea amplificatorului

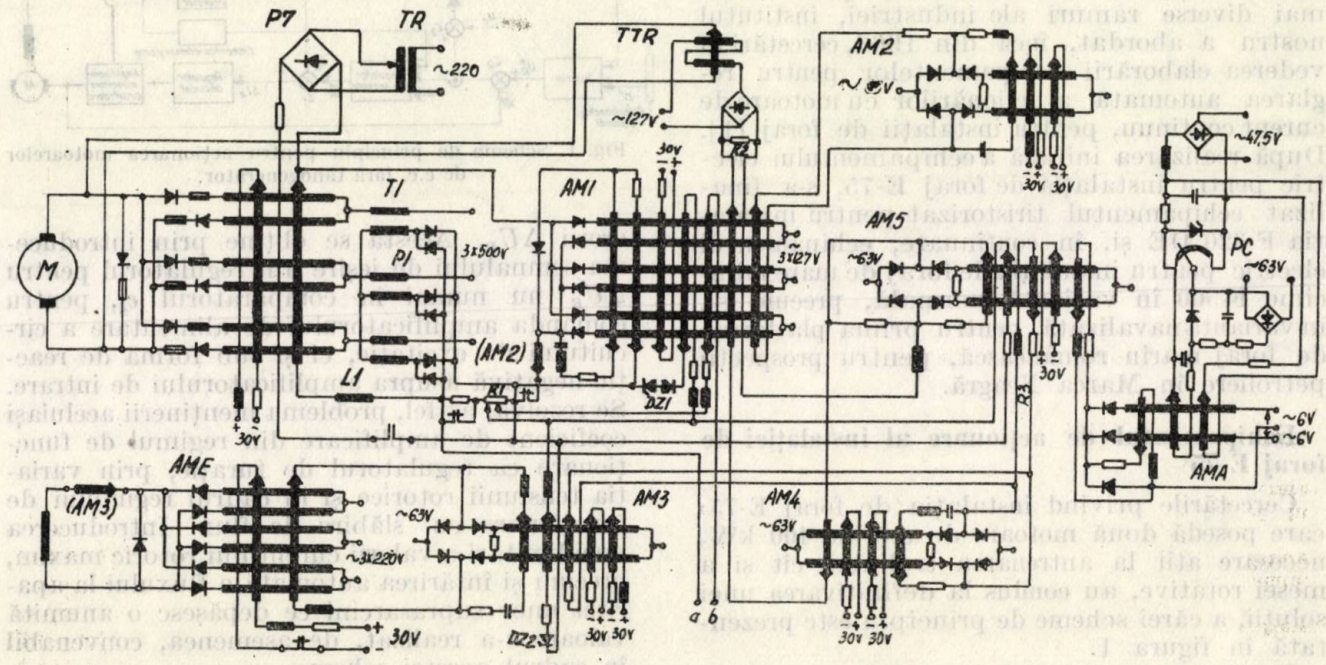


Fig. 3. Schema electrică a echipamentului de acționare pentru motoarele de curent continuu de 400 kW.

în circuitul de comandă al amplificatorului AMR, combinată cu o reacție negativă galvanică de curent, preluată prin intermediul transformatoarelor de curent TI, a punții redresoare PI și a rezistenței R_1. În acest mod se asigură și o primă limitare a valorii maxime a curentului rotoric la $I_{Rmax} = 1\,600$ A. Aplicarea acestui procedeu permite, concomitent cu asigurarea stabilității statice a funcționării, începînd chiar de la viteza zero, obținerea

$AM5$. Tensiunea debitată de $AM5$ se compară la intrarea amplificatorului $AM1$ cu un semnal proporțional cu tensiunea U_R de alimentare a circuitului rotoric și, deci, tensiunea produsă la ieșirea amplificatorului $AM1$ reprezintă eroarea de tensiune amplificată. Aceasta se compară la intrarea amplificatorului final cu tensiunea de reacție culeasă de pe rezistența R_1, iar semnalul de eroare rezultat alimentează circuitul de comandă al amplificatorului AMR.

Rezultă că schema realizează reglarea automată a tensiunii U_R de alimentare a circuitului rotoric, iar cu aproximaţia căderii de tensiune în rotor şi pe cea a turaţiei. Pentru a ţine seamă şi de căderea de tensiune pe rezistenţa rotorică s-a introdus un semnal de corecţie la intrarea amplificatorului $AM5$. Acest circuit de compoundare,care asigură prin înfăşurarea de comandă a amplificatorului $AM5$ un curent proporţional cu valoarea curentului rotoric, este alimentat cu o tensiune culeasă potenţiometric de pe rezistenţa de reacţie R_1. Se realizează astfel reglajul automat al turaţiei motorului în regimul de funcţionare cu tensiunea rotorică variabilă şi cu excitaţie constantă (între 10 şi 1 000 rot/min).

Reglarea în continuare a turaţiei, în regimul de funcţionare cu putere constantă, se obţine prin diminuarea automată a curentului de excitaţie, de îndată ce tensiunea produsă de amplificatorul AMR atinge valoarea corespunzătoare saturaţiei sale .În acest caz, semnalul dependent de tensiunea rotorică, culeş pe rezistenţa R_2, rămîne constant, astfel încît nivelul erorii ΔU_r ce se aplică la intrarea amplificatorului $AM4$ devine suficient pentru a comanda deschiderea acestuia.

Amplificatorul $AM4$ a fost polarizat suplimentar în modul indicat în figura 3. Curentul debitat de $AM4$ se aplică la intrarea amplificatorului $AM3$, comandîndu-l în sens de demagnetizare şi producînd, ca urmare, dimennuarea curentului de excitaţie (turaţia motorului fiind variată între 1 000 şi 1 750 rot/min).

Prin introducerea la intrarea amplificatorului $AM5$ a unei reacţii negative, preluată de la tensiunea de ieşire a amplificatorului $AM4$, se crează un regulator local al semnalului de eroare ΔU_R. Amplificarea acestei bucle interne se reglează prin intermediul rezistenţei R_3, astfel încît în regimul de funcţionare cu slăbire de flux, variaţia tensiunii produse de amplificatorul $AM5$ să reproducă variaţia tensiunii de referinţă impusă prin intermediul potenţiometrului PC.

Prin alegerea unor soluţii constructive, corespunzătoare pentru amplificatoarele utilizate în instalaţie, prin dimensionarea adecvată a circuitelor de comandă (valori mici pentru rapoartele N_c^2/R_c), precum şi datorită faptului că s-a utilizat un regulator de curent intern, foarte rapid, viteza de răspuns a sistemului este remarcabil de bună.

În cazul apariţiei unor cupluri rezistente foarte mari, o primă limitare a curentului rotoric la $I_{R\max}$ s-a asigurat, după cum s-a arătat, o dată cu introducerea reacţiei negative galvanice de curent la intrarea amplificatorului AMR. În plus, la intrarea amplificatorului $AM1$ se mai aplică o comandă disruptivă la depăşirea curentului $I_{Rn} < I_R < I_{R\max}$, obţinîndu-se, astfel, limitarea curentului rotoric la 1 400 A.

Pentru echipamentele utilizate în domeniul tracţiunii maşinilor de ridicat etc., sînt totdeauna admise suprasarcini însemnate, de scurtă durată. Este, deci util ,ca la apariţia unor astfel de sarcini, instalaţia să fie prevăzută şi cu posibilitatea creşterii fluxului de excitaţie pînă la valoarea maximă admisibilă pentru maşina respectivă. În acest scop, în schemele prezentate se asigură şi posibilitatea intrării automate a fluxului de excitaţie, imediat ce curentul de sarcină depăşeşte o valoare prestabilită. Comanda de mărire a fluxului se aplică la intrarea amplificatorului $AM3$, prin intermediul elementului $DZ2$, în modul indicat în figura 3. Astfel, întărirea fluxului pentru perioade scurte de timp extinde domeniul cuplurilor ce pot fi furnizate de motor. Trebuie menţionat, de asemenea, că mărirea fluxului intervine automat, în momentul apariţiei cuplului rezistent mare, indiferent dacă instalaţia funcţiona în regimul de variaţie a tensiunii rotorice, sau în orice situaţie a regimului cu flux slăbit.

În vederea evitării şocurilor şi efectuării pornirii instalaţiei cu acceleraţie controlată, a fost introdus în schemă un regulator de acceleraţie, în componenţa căruia intră amplificatorul magnetic AMA şi un circuit-rampă, CI (fig. 2), prin intermediul căruia se asigură o creştere liniară în timp a semnalului de referinţă.

Pentru funcţionarea simultană a celor două motoare, cuplate pe acelaşi ax, s-a avut în vedere echilibrarea curenţilor rotorici, în acest sens fiind introdus un circuit de echilibrare care intervine asupra amplificatorului $AM1$. Semnale proporţionale cu valorile curenţilor rotorici se culeg tot de pe rezistenţa R_1, iar diferenţa lor sub formă de eroare (prin intermediul comparatorului c_3, conform figurii 2), se aplică la intrarea amplificatoarelor $AM1$, comandîndu-le în sens de magnetizare sau de demagnetizare, conform semnului ce rezultă la un moment dat pentru semnalul de corecţie.

Din cele expuse referitor la funcţionarea acestor echipamente în diverse condiţii, se remarcă, că în afara asigurării trecerii optime în regimul de flux slăbit, o serie de alte probleme importante ca: întărirea fluxului în cazul apariţiei unor suprasarcini, limitarea curentului rotoric maxim sau echilibrarea curenţilor rotorici în cazul funcţionării simultane a mai multor motoare, au căpătat o interesantă rezolvare o dată cu soluţionarea, în modul indicat, a problemei stabilităţii statice. La acestea putem adăuga şi posibilitatea introducerii unei comenzi „neautomate", complet separată numai pe etajul final. Astfel s-a prevăzut autotransformatorul TR (fig. 3), echipat cu redresorul $P7$, prin

intermediul căruia se poate comanda amplificatorul *AMR*.

Echipamentul de acționare al instalației F-320 DE

Echipamentul electric pentru instalația de foraj F-320 DE este compus din :

— stația de comandă motoare troliu-masă, alcătuită din trei module funcționale și destinată pentru comanda celor două motoare de c.c. de la troliu și a motorului mesei rotative ;

— stația de comandă motoare pompe, alcătuită din două module funcționale și destinată pentru comanda celor două motoare de c.c. ale pompelor de noroi.

Cele trei motoare de c.c., utilizate în cadrul instalației F-320 DE, sînt identice, și anume : motoare de 850 kW derivate din motoarele ce se folosesc la LE ($U_{Rn} = 770$ V, $I_{Rn} = 1\,180$ A, $n_n = 1\,100$ rot/min, $I_{en} = 240$ A).

La elaborare s-a ținut seamă de faptul că, în afară de problemele specifice, în general, acționărilor cu motoare de curent continuu alimentate cu tiristoare [2], [3] echipamentul a trebuit realizat pentru a satisface o serie de cerințe funcționale și tehnologice particulare, existente în exploatarea instalațiilor de foraj.

Astfel, au trebuit rezolvate problemele care să asigure funcționarea în următoarele condiții :

— alimentarea echipamentelor pentru toate cele cinci motoare de la bare de tensiune comune, alimentate fie de la rețeaua de 50 Hz, prin transformatoare coborîtoare de tensiune funcționînd în paralel, fie de la grupuri electrogene cuplate în paralel în cadrul unei microcentrale.

O particularitate cu multiple implicații a constituit-o faptul că, datorită coeficienților estimați de simultaneitate a funcționării agregatelor, în cadrul instalației de foraj, puterea de tip a microcentralei este mai mică decît suma puterilor nominale ale motoarelor și mult mai mică decît puterea maximă instalată în motoare și echipamentul de alimentare a acestora ;

— pornirea motoarelor să fie realizată cu accelerații controlate ;

— limitarea automată a curentului rotoric maxim la $I_R = 1\,800 - 2\,000$ A ;

— apariția frecventă a unor șocuri de suprasarcină cu variație rapidă la troliu, mai ales în zona turațiilor reduse ;

— variații rapide de sarcină la masa rotativă în tot domeniul de reglare a turației ;

— sarcină cu caracter permanent pulsatoriu în ritmul rotației pompelor de noroi ;

— echilibrarea sarcinilor la motoarele ce funcționează cuplate pe același ax, la troliu ;

— reversarea sensului de rotație la troliu și masa rotativă.

Satisfacerea tuturor problemelor legate de acest mod de funcționare a condus la realizarea unor echipamente pentru care schema de principiu adoptată este cea prezentată în figura 4, iar schema-bloc corespunzătoare în figura 7.

În cadrul schemei prezentate în figura 4, se observă că tensiunea continuă variabilă pentru alimentarea rotorului este asigurată prin intermediul convertizorului *CR*. Valoarea tensiunii redresate de alimentare a circuitului rotoric se variază prin intermediul unghiului „α" de comandă a tiristoarelor din puntea *CR*.

Comanda tiristoarelor se realizează prin impulsuri de curent aplicate pe poartă, al căror defazaj, față de tensiunea de alimentare a punții, este corespunzător valorii necesare a

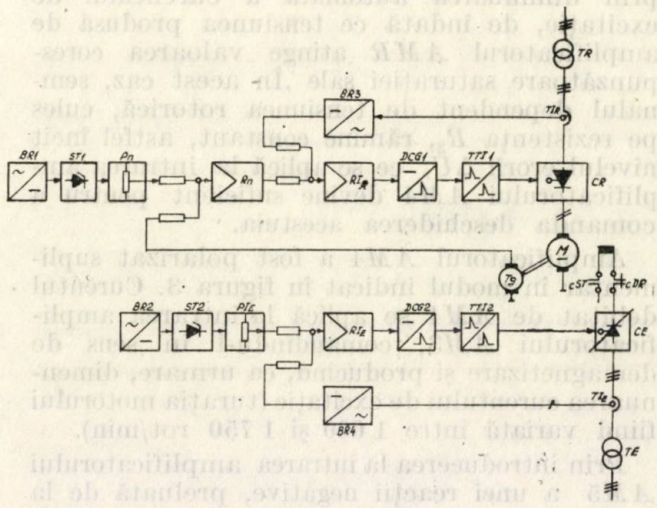


Fig. 4. Schema-bloc a echipamentelor convenționale pentru acționări cu motoare de curent continuu :

M — motor de curent continuu ; *T* — tahogenerator ; *CR* — convertizor cu tiristoare pentru alimentarea rotorului ; *CE* — convertizor cu tiristoare pentru alimentarea excitației ; *TR* — transformator de tensiune pentru alimentarea convertizorului *CE* ; *CDR* — contactor pentru sensul de rotație DREAPTA ; *CST* — contactor pentru sensul de rotație STÎNGA ; *BR1*, *BR2*, *BR3*, *BR4*, — bloc redresare ; *ST1*, *ST2*, — bloc stabilizare ; *Pn* — potențiometru pentru impunerea valorii de referință pentru turație ; P_E — potențiometru pentru impunerea valorii de referință pentru curentul de excitație ; *Rn* — regulator de turație ; RI_R — regulator curent rotoric ; RI_E — regulator curent excitație ; *DCG* 1, *DCG* 2 — dispozitiv de comandă pe grilă a tiristoarelor ; *TTI* 1, *TTI* 2 — transformatoare transmițătoare de impuls ; TTI_R — transformatoare curent rotoric ; TI_E — transformatoare curent excitație.

tensiunii pe indus. Impulsurile sînt furnizate de dispozitivul de comandă pe poartă *DCG*1 și aplicate tiristoarelor prin intermediul transformatoarelor de impuls *TTI*1.

Semnalul de referință pentru impunerea turației este preluat prin intermediul potențiometrului P_n, de la blocul stabilizator *ST*1 și prelucrat în cadrul blocului de control al accelerației *BA*. Acest semnal se compară cu un semnal proporțional cu turația motorului preluat de la tahogeneratorul T_g.

Eroarea de turație Δn se aplică la intrarea regulatorului de turație, constituit de blocul R_n. Semnalul rezultat la ieșirea din blocul R_n reprezintă, ca atare, eroarea de turație

amplificată ce se aplică la intrarea regulatorului curent rotoric RI_R.

Se observă că, pentru prelucrarea semnalului de la curentul rotoric, cu separare galvanică, s-a utilizat un transformator de curent I_R, a cărui curent secundar este redresat prin intermediul punții redresoare $BR3$. Astfel, eroarea de turație amplificată, se compară, la intrarea regulatorului de curent RI_R, cu semnalul preluat de la traductorul de curent.

Circuitul de reglare a curentului este subordonat și urmărește comenzile regulatorului de turație.

Prin alegerea convenabilă a valorii tensiunii de reacție culeasă de la blocul $BR3$ s-a asigurat limitarea curentului rotoric la valorile dorite. În acest mod, schema realizează reglarea automată a turației motorului în zona de funcționare cu putere variabilă, respectiv pentru turații pînă la turație de bază de 1 100 rot/min.

Pentru regulatoarele de turație R_n și de curent RI_R s-a ales o comportare PI de constantele de timp și funcția de transfer a motorului. Pentru acordarea regulatoarelor s-a ținut seamă de particularitățile care survin în regim de curent întrerupt, la sarcină redusă a motorului.

La regimul de funcționare cu flux constant, respectiv pînă la turația de bază de 1 100 rot/min, curentul de excitație este menținut la valoarea nominală prin intermediul regulatorului curentului de excitație RI_E. La intrarea regulatorului RI_E acționează eroarea de curent de excitație ΔI_E, rezultată din însumarea algebrică dintre semnalul de impunere a curentului de excitație nominală, preluat de la potențiometrul PI_E și semnalul de reacție de curent de excitație, preluat prin intermediul transformatoarelor de curent de excitație TI_E și a redresorului $BR4$.

Eroarea de curent de excitație ΔI_E se aplică la intrarea blocului RI_E care comandă dispozitivul de comandă pe grilă $DCG2$ în sensul menținerii curentului de excitație la valoarea nominală.

Contactoarele CDR și CST permit alegerea sensului de rotație dorit pentru motor.

Alegerea unei scheme convenabile la realizarea convertizorului CR, de alimentare a rotorului, precum și a convertizorului CE, de alimentare a excitației, a reprezentat una din problemele cele mai importante care a trebuie soluționată, deoarece acestea determinau atît performanțele echipamentelor, cît și prețul de cost al lor.

Au fost examinate următoarele variante:

A. Puntea trifazată cu tiristoare, comandată simetric, pentru convertizorul CR. Utilizarea punții trifazate cu tiristoare, comandată simetric, conferă echipamentului posibilitatea transmiterii energiei în ambele sensuri (din rețeaua de curent alternativ în curent continuu și invers), oferind avantaje pentru echipamentele care trebuie să asigure frînarea motorului cu recuperarea energiei în rețea.

Dezavantajul principal în cazul utilizării acestei scheme este acela că, pe o întreagă gamă de reglare a tensiunii echipamentul funcționează cu un cos φ redus. Pentru tot domeniul de reglare puterea aparentă solicitată de un astfel de echipament de la sursa de alimentare este constantă și, ca atare, la funcționarea cu tensiuni reduse (turații mici), dar la curent nominal (1 180 A) sau la suprasarcină (1 800 A) ar fi necesar să se asigure tot puterea nominală de 1 000 kVA și respectiv 1 500 kVA pentru fiecare motor. La echipamentele pentru motoarele troliului ar rezulta în cazul utilizării acestei scheme șocuri violente de putere reactivă absorbită la pornirea, precum și la oprirea troliului, ținînd seamă de tehnologia de forare unde aceste porniri și opriri se execută cu frînare mecanică, motoarele fiind alimentate.

B. Puntea trifazată cu tiristoare, comandată secvențial, pentru convertizorul CR. Această variantă nu modifică structura punții trifazate cu tiristoare, așa cum a fost prezentată, ci numai partea echipamentului care se referă la comanda pe grilă a tiristoarelor. Astfel, cîte o jumătate a convertizorului este exploatată în permanență cu un consum minim de energie reactivă, fiind menținută în domeniul comenzii complete, fie ca redresor, fie ca ondulator și, ca atare, puterea reactivă nu poate atinge decît jumătate din cea consumată în cazul precedent al punții cu comanda simetrică. Dispozitivul de comandă pe grilă se complică, dar elementele suplimentare necesare față de varianta precedentă nu sînt de natură să afecteze cu mai mult de 5—10% prețul de ansamblul convertizorului comandat.

Avantajele menționate în cazul variantei precedente se mențin, adăugîndu-se în plus funcționarea cu consum redus de energie reactivă.

Bineînțeles, ca dezavantaj persistă costul relativ ridicat, care provine din echiparea punții trifazate integral cu tiristoare și la care se mai adaugă și o siguranță în funcționare diminuată din cauza complexității crescute a circuitelor de comandă pe grilă a tiristoarelor.

C. Puntea trifazată semicomandată prevăzută cu diodă de nul, pentru convertizorul CR. Un caz special al schemei în punte cu reglaj secvențial este acela al punții comandate numai pe jumătate — puntea asimetrică sau semicomandată (fig. 6), echipată cu tiristoare și diode. În această variantă prin renunțarea, din capul locului, la posibilitatea de a putea comanda o parte a punții, se obține o bună comportare în privința consumului de putere reactivă și un preț sensibil redus, deoarece în locul tiristoarelor pentru o jumătate a punții se folosesc diode. În schimb, domeniul de utilizare este redus nemaifiind posibilă funcțio-

narea în ondulator, tensiunea continuă putînd fi reglată numai între zero şi ($+U_{R\max}$), astfel încît acest montaj nu poate fi utilizat la echipamentele care trebuie să asigure frînarea cu recuperare.

Cu menţiunile de mai sus trebuie remarcat că utilizarea punţilor trifazate semicomandate, oferă importante avantaje :

— funcţionarea într-o zonă mare a domeniului de reglare a tensiunii cu un cos φ bun ;

— reducerea corespunzătoare pentru o zonă mare a domeniului de reglare a tensiunii, a consumului de putere aparentă necesară alimentării echipamentului ;

— reducerea preţului de cost al convertizorului *CR*.

În ceea ce priveşte alimentarea circuitului de excitaţie, variantele examinate pentru realizarea convertizorului *CE* sînt :

D. Puntea trifazată cu diode, pentru convertizorul CE. Alimentarea înfăşurării de excitaţie de la o punte trifazată în componenţa căruia intră numai diode, este desigur soluţia cea mai simplă, însă nu poate asigura decît funcţionarea motorului cu tensiune de excitaţie constantă, nestabilizată. Variaţiile tensiunii reţelei de alimentare se transmit în variaţiile tensiunii de excitaţie. Curentul de excitaţie variază mult, deoarece la variaţiile tensiunii de excitaţie se adaugă şi efectul încălzirii înfăşurării în timpul funcţionării. Ca atare, valoarea curentului de excitaţie (pentru o tensiune de excitaţie de 30 V-) s-ar reduce de la 240 A (valoarea nominală) la numai 170 A. Diminuarea curentului de excitaţie în aceste limite nu afectează valoarea turaţiei impuse motorului, care este menţinută în limitele prescrise prin intermediul regulatorului de turaţie, dar reducerea fluxului nominal la 70% din valoarea sa micşorează cuplurile pe care le poate furniza motorul pentru aceleaşi valori ale curentului rotoric. Ca atare, pentru obţinerea unui cuplu impus va fi necesar să se mărească curentul rotoric, ceea ce este neconvenabil din toate punctele de vedere.

E. Puntea trifazată semicomandată prevăzută cu diodă de nul pentru convertizorul CE. Utilizarea unei punţi semicomandate, prevăzută cu nulanodă pentru convertizorul *CE*, face faţă majorităţii problemelor impuse funcţionării motoarelor de c.c. din instalaţia de foraj. Se obţine :

— menţinerea constantă a curentului de excitaţie la valoarea nominală ;

— diminuarea controlată a excitaţiei în vederea funcţionării motorului în regim cu slăbire de flux, în cazurile în care se cere aceasta ;

— întărirea curentului de excitaţie pînă la valoarea maximă admisibilă dată de constructor pentru motorul respectiv, în vederea creşterii temporare a cuplului în caz de necesitate.

Datorită faptului că puterea necesar a fi instalată în convertizorul *CE* este sub 2% din cea a convertizorului *CR*, consideraţiile asupra diferenţei de preţ de cost în cazul utilizării punţii semicomandate faţă de puntea cu diode, nu sînt semnificative la nivelul costului echipamentului unui motor.

Din examinarea variantelor prezentate mai sus, pentru realizarea convertizoarelor *CR* şi *CE*, precum şi din considerarea performanţelor solicitate echipamentelor în cadrul instalaţiei de foraj F-320 DE, s-au adoptat următoarele soluţii:

— realizarea convertizorului *CR*, de alimentare a rotorului, în schema cu punte trifazată semicomandată, prevăzută cu diodă de nul ;

— realizarea convertizorului *CE*, de alimentare a înfăşurării de excitaţie, în schemă cu punte trifazată semicomandată prevăzută cu diodă de nul ;

— utilizarea a două contactoare de c.c. în serie cu înfăşurarea de excitaţie, pentru realizarea reversării sensului de rotaţie a motoarelor. Se oferă, astfel, posibilitatea reversării sensului de rotaţie printr-o metodă simplă, robustă şi economică.

Adoptarea acestei soluţii răspunde solicitărilor impuse echipamentului electric pentru modul cel mai complex, respectiv, pentru modulele de alimentare a motoarelor de la troliu. Pentru motoarele de acţionare a pompelor de noroi, nu se cere reversarea sensului de rotaţie.

Ţinînd seama de precizările de mai sus, schema-bloc adoptată pentru echipamentele electrice de la troliu, este cea prezentată în figura 5. Această schemă este alcătuită pe scheletul schemei de principiu din figura 4, fiind completată cu subansamblurile şi elementele necesare asigurării performanţelor impuse în cadrul instalaţiilor de foraj.

După cum se observă în schema din figura 5, faţă de schema din figura 4, în afară de elementele necesare cuplării echipamentului la barele de alimentare (a_1, a_2, c_1) au fost introduse şi o serie de alte elemente sau subansamble, a căror contribuţie la funcţionarea echipamentelor este prezentată în continuare.

Pentru a se asigura protecţia individuală a modulelor prin limitarea curenţilor de scurtcircuit, la un nivel echivalent cu al unei tensiuni de scurtcircuit de 4%, s-au introdus inductanţele L_a, a căror valoare este:

$$X_{L_a} = \frac{U_{n\sim}/\sqrt{3} \times 4/100}{I_{\sim n}}, \qquad (1)$$

$$L_a = \frac{X_{L_a}}{\omega}. \qquad (2)$$

Curentul rotoric se filtrează cu ajutorul inductanţei L_c [4]. Acesta este necesar, deoarece la unghiuri de comandă $\alpha > \pi/3$, tensiunea redresată produsă de convertizorul *CR* începe să

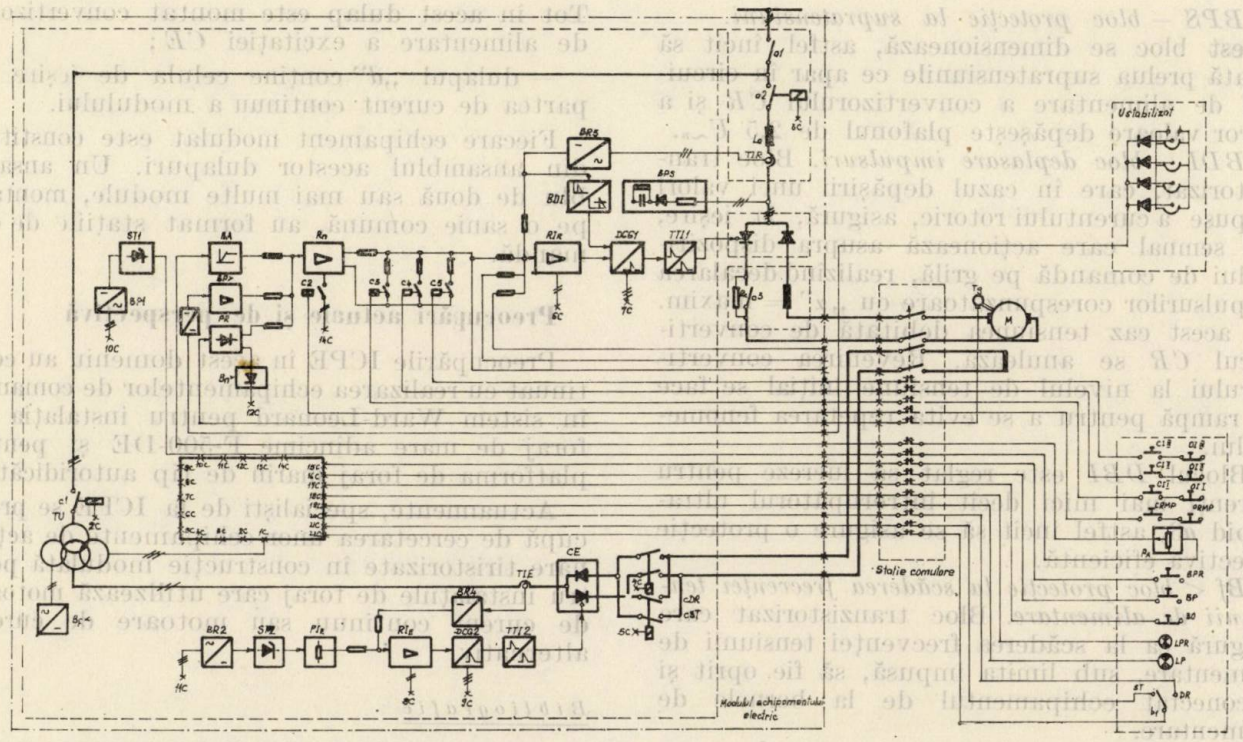


Fig. 5. Schema echipamentului modulat de acționare, pentru instalații de foraj, cu motor de curent continuu, comandat prin convertizor static c.a. — c.c. cu tiristoare, cu alimentare de la grupuri electrogene sau de la rețea:

M — motor de c.c.; T_g — tahogenerator; *a* 1 — separator; *a*2 — întrerupător alimentare convertizor *CR*; L_a — inductanțe limitate curenți de scurtcircuit; *CR* — convertizor cu tiristoare și diode pentru alimentarea rotorului motorului de c.c.; L_C — inductivitate filtrare curent rotoric; *a*3 — întrerupător ultrarapid pentru protecție la supracurenți în rotor; R_C — rezistență; *c*1 ÷ *c*5 — contactoare, relee; *TU* — transformator alimentare convertizor excitație și circuite de reglare, comandă, protecție și semnalizare; *CE* — convertizor cu tiristoare și diode pentru alimentarea excitației motorului de c.c.; *CDR* — contactor pentru sensul de rotație DREAPTA; *CST* — contactor pentru sensul de rotație STÎNGA; *TTI* 1, *FTI* 2 — transformatoare transmitătoar de impuls; *DGC*1, *DCG*2 — dispozitiv de comandă pe grilă a tiristoarelor; RI_R — regulator curent rotoric; RI_E — regulator curent excitație; R_n — regulator turație; P_n — potențiometru pentru impunerea valorii de referință pentru turație; PI_e — potențiometru pentru impunerea valorii de referință pentru curentul de excitație; $BR_1 + BR_4$ — bloc redresare; SR_1, δT_2 — bloc stabilizare; TI_R — transformator curent rotoric; TI_E — transformator curent excitație; *PR* — punte redresoare; *BA* — bloc control accelerație; *BP* — bloc comandă sarcină; *BPS* — bloc protecție la supratensiuni; *BDI* — bloc deplasare impulsuri; B_f — bloc protecție la scăderea frecvenței tensiunii de alimentare; B_n — bloc protecție la supraturație; *BPR* — buton comandă PREGĂTIRE; *BP* — buton comandă PORNIRE; *BO* — buton comandă OPRIRE; *LPR* — lampă semnalizare efectuarea pregătirii; *LP* — lampă semnalizare efectuarea pornirii; *b*1 — cheia comutatoare pentru comanda contactoarelor *CDR* și *CST*; *CRMP* — buton comandă pentru conectarea funcționării cu regulatorul de turație al echipamentului propriu; *ORMP* — buton anulare comandă dată prin *CRNP*; *CI* — *I* ÷ *CI* — *II* — butoane comandă contactoare pentru limitarea cuplurilor la diverse valori; *CO-I* ÷ *CO-III* — butoane anulare comenzi date prin *CI-I*, *CI-II* și *CI-III*.

se întrerupă. Valoarea minimă a acestei inductanțe se calculează prin impunerea condiției limită, și anume curentul să nu se întrerupă, dar să atingă valoarea zero în punctele α și ($\alpha = 2\pi/3$), pentru orice $\alpha > \pi/3$. Astfel, pentru evaluarea inductanței L_c se utilizează relația:

$$L_c = \frac{U_{di}}{k_L \cdot I_{Rn}} \cdot m_L, \qquad (3)$$

unde: U_{di} este tensiunea redresată maximă, pe care o debitează puntea *CR* cînd este complet comandată;

I_{Rn} — curentul rotoric nominal al motorului.

$$m_L = \frac{[\alpha - 2\pi/3 + \sin \alpha + \pi/3 \cos\alpha]}{4\pi f}, \qquad (4)$$

$$k_L = \frac{I_{RL}}{I_{Rn}} = 0 \div 1,$$

unde: I_{RL} este curentul critic pînă la care curentul rotoric nu trebuie să se întrerupă în tot domeniul de lucru.

Figura 5 conține următoarele elemente:

a3 — întrerupător ultrarapid pentru protecție la supracurenți în rotor.

BA — bloc control accelerație. Pentru a se elimina șocurile provenite din manevrarea prea rapidă a potențiometrului P_n, a fost introdus blocul *BA* destinat realizării integrării semnalului de referință. În componența acestui bloc intră un circuit rampă prin care se asigură o creștere liniară în timp a tensiunii de referință, indiferent de viteza cu care este rotită maneta potențiometrului P_n.

BP > este blocul de comandă a scăderii de sarcină. În cazul alimentării diesel-electrice, la depășirea puterii disponibile a motoarelor diesel se primește la intrarea în blocul *BP* > un semnal de comandă. Blocul *BP* > asigură, la ieșire, un semnal corespunzător care se introduce la intrarea regulatorului de turație R_n, prin care îl comandă în sensul scăderii turației impuse, și, respectiv, a puterii active solicitate de la motoarele diesel.

BPS — bloc protecție la supratensiuni. Acest bloc se dimensionează, astfel încît să poată prelua supratensiunile ce apar în circuitul de alimentare a convertizorului *CR* și a căror valoare depășește plafonul de 2,5 $U_{\sim n}$.

BDI — bloc deplasare impulsuri. Bloc tranzistorizat, care în cazul depășirii unei valori impuse a curentului rotoric, asigură, la ieșire, un semnal care acționează asupra dispozitivului de comandă pe grilă, realizînd decalarea impulsurilor corespunzătoare cu „α" = maxim. În acest caz tensiunea debitată de convertizorul *CR* se anulează. Revenirea convertizorului la nivelul de tensiune inițial se face în rampă pentru a se evita repetarea fenomenului.

Blocul *DBI* este reglat să lucreze pentru curenți mai mici decît întrerupătorul ultrarapid *a3*, astfel încît să se asigure o protecție selectivă eficientă.

Bf < bloc protecție la scăderea frecvenței tensiunii de alimentare. Bloc tranzistorizat care asigură ca la scăderea frecvenței tensiunii de alimentare, sub limita impusă, să fie oprit și deconectat echipamentul de la bornele de alimentare.

Bn < bloc protecție la supraturație. În cazul supraturării motorului prin intermediul acestui bloc se comandă oprirea echipamentului și deconectarea de la barele de alimentare. Din punct de vedere constructiv, echipamentul electric de alimentare, reglare și comandă afectat unui motor, formează un modul. Fiecare modul este alcătuit din patru dulapuri metalice, care conțin echipamentul electric și care sînt constituite astfel:

— dulapul „*a*" conține convertizorul *CR* pentru alimentarea rotorului;

— dulapul „*b*" conține aparatajul de conectare la barele de alimentare cu tensiunea alternativă,

— dulapul „*c*" conține toate elementele și subansamblele de reglare, control, protecție și semnalizare necesare funcționării echipamentului. Tot în acest dulap este montat convertizorul de alimentare a excitației *CE*;

— dulapul „*d*" conține celula de ieșire pe partea de curent continuu a modulului.

Fiecare echipament modulat este constituit din ansamblul acestor dulapuri. Un ansamblu de două sau mai multe module, montate pe o sanie comună, au format stațiile de comandă.

Preocupări actuale și de perspectivă

Preocupările ICPE în acest domeniu au continuat cu realizarea echipamentelor de comandă în sistem Ward-Leonard pentru instalația de foraj de mare adîncime F-500-DE și pentru platforma de foraj marin de tip autoridicător.

Actualmente, specialiști de la ICPE se preocupă de cercetarea unor echipamente de acționare tiristorizate în construcție modulată pentru instalațiile de foraj care utilizează motoare de curent continuu sau motoare de curent alternativ.

Bibliografie

[1] *Dan, I., Zăroni, R., Lapedatu, E.* Automatizarea acționării cu motoarele de curent continuu pentru echipamente de foraj. In: Electrotehnica, nr. 8, aug 1963, p. 299—309.

[2] *Weinrich, G.* ș.a. Reglarea automată a vitezei motoarelor de curent continuu, comandate prin tiristoare. In: Automatica și Electronica, nr. 1, 1963, p. 24—31.

[3] *Philipps, W.* Berechnung des Oberschwingungsgehaltes von Ankerströmen stromrichtergespeister Gleichstrommotoren. In: E.T.Z. —A, nr. 6, 1968, p. 126—130.

[4] *Mikulaschek, F., Herbert, O.* Strom-und Spannungsverhältmisse sowie das Blindlastverhalten der halbgesteuerten Drehstrombrüche. In: E.T.Z.—A, nr. 4, 1967, p. 93—98.

[5] *Lapedatu E.* ș.a. Contribuții la reglarea automată a acționărilor cu motoare de curent continuu. In: Buletinul Academiei R.S.R., mar 1969.

[6] *Lampertheim, G.G.* Die dinamischen Beanspruchungen von Thyristoren in netzgeführten Stromrichterschaltungen. In: B.B.C.—Nachrichten, nr. 3, mar 1968, p. 129—136.

Intrat în redacție la 16. VI.1975

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru corespondent al Academiei R.S.R.; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; dr. ing. D. BUZNEA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CEOCEONICA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLAȚEANU; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; dr. ing. ST. GROSU; prof. dr. doc. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing C. MOCANU; ing. I. PAPADACHE; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei R.S.R.; ing. A. POPA; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ; ing. M. SÎRBU; ing. VALERIUS STANCIU, redactor responsabil adjunct; dr. ing. FLORIN TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: ANDREI GRETA
Tehnoredactor: CRISTESCU CORNELIA

СОДЕРЖАНИЕ

Николау, А.: **Юбилейный привал** стр. 250

УДК 581.162:667.64

ОПЫЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОЕ
ПОКРЫТИЕ ЛАКОВОЕ
ПОКРЫТИЕ ПОВЕРХНОСТЕЙ
ЭЛЕКТРОТЕХНОЛОГИЯ

Тэнэсеску, Т. Фл.: **Два особенно прогрессивные электротехнологии по покрытию поверхностей: электростатическое опыление и электрофорезное покрытие лаком.**

Е.Е.А.–**Electrotehnica 23,** № 6, aug 1975, стр. 253

Материал птедставляет две электротехнологии по покрытию поверхностей электростатическим и электрофорезным путём, как и техникоэкономические преимущества их применения.

УДК 621.313

ВЫЧИСЛЕНИЕ
ДВИГАТЕЛЬ АСИНХРОННЫЙ ТРЕХФАЗНЫЙ
ПРОЕКТИРОВАНИЕ
ЭЛЕКТРОМАШИНА

Чофу, В., Геца, И., Дэскэлеску, Фл., Хереску, Р., Зильберман, Р.: **Современная серия асинхронных трёхфазных двигателей из профиля предприятия „Электропречизия" — Сэчеле.**

Е.Е.А.–**Electrotehnica 23,** № 6, aug 1975, стр. 262

Представлены предпосылки проектирования и достигнутые результаты в исследовательско-проектировочной деятельности новой серии асинхронных трёхфазных двигателей общего применения из неофиля предприятия „Электропречизие"—Сэчеле.

УДК 621.313.17 — 523.8

ЗАЗОР ОСЕВОЙ
РОТОР—ДИСК
ЭЛЕКТРОМАШИНА

Шлайхер, С., Михэеску, Г., Маринеску, С.: **Достижения и перспективы в области электромашин с осевым зазором.**

Е.Е.А.–**Electrotehnica 23,** № 6, aug 1975, стр. 26

В статье представлен вклад румынских специалистов в осуществлении электромашин с осевым зазором, как и некоторые типы таких машин, изготовленных в стране.

УДК 621.314.2: 621.314.224

РЕГУЛИРОВКА ПОД НАГРУЗКОЙ
РЕШЕНИЯ НОВЫЕ
СТЭНДЫ ИСПЫТАНИЯ
ТРАНСФОРМАТОР СПЕЦИАЛЬНЫЙ

Гросу, Шт.: **Соображения относительно специальных трансформаторов.**

Е.Е.А.–**Electrotehnica 23,** № 6, aug 1975, стр. 275

Представлены специальные трансформаторы, подчеркивая специфические элементы каждой категории этих трансформаторов.

УДК 537.226:621.315.616

КАБЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ
СИСТЕМЫ ИЗОЛЯЦИОННЫЕ
УСТАНОВКИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ

Нистор, Г., Петку, Г., Кручеру, К.: **Исследования относительно испытательных методов и характеристика электроизоляционных материалов и систем изоляции.**

Е.Е.А.–**Electrotehnica 23,** № 6, aug 1975, стр. 280

В статье представлены соображения относительно определения долговечностей электроизоляционных материалов и эксплуатирующих изоляционных систем, новых технологий, специфических технологических изоляций, осуществленных в области электрокабелей.

УДК 621.3.013.8:621.313.322

ВОЗБУЖДЕНИЕ
ГЕНЕРАТОР СИНХРОННЫЙ
КОМПОНДИРОВКА
СТАТИКА

Зэрони, Р., Лапедату, Е., Кантериан, Н., Розенберг, С., Сассу, Ф.: **Вклад ICPE в развитии современного оборудования для возбуждения синхронных генераторов.**

Е.Е.А.–**Electrotehnica 23,** № 6, aug 1975, стр. 283

Представляются первые оборудования возбуждения и регуляторы напряжения для гидрогенераторов, осуществленных в ICPE.

УДК 519.92

ДОКУМЕНТАЦИЯ АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ
ИССЛЕДОВАНИЕ НАУЧНОЕ
НАКОПЛЕНИЕ ИНФОРМАЦИЙ
ПОИСК ИНФОРМАЦИИ

Оанкэ, Р., Бэдеску, А., Тэнэсеску, Т. Фл., Георге, В., Менделович, М., Шороагэ, Р., Василе, К.: **Научно-техническая информация в исследовании АРИЕЛ — автоматическая система накопления и поиска информации по электротехнике, проектированная и внедренная в ICPE.**

Е.Е.А.–**Electrotehnica 23,** № 6, aug 1975, стр. 294

Излагается структура автоматизированной системы научно-технической информации по электротехнике (информационная память, документальные языки, программа поиска данных и уход за картотекой), спроектированной для численной машины ICL 1902–A.

УДК 621—8

БУРЕНИЕ
ДВИГАТЕЛЬ
ПОСТОЯННЫЙ ТОК
ТИРИСТОРЫ

Дан, И., Зэрони, Р., Лепедату, Е., Шэрбэнеску, Б., Чофу, В., Гицэ, В.; **Оборудования электропривода для установок бурения.**

Е.Е.А.–**Electrotehnica 23,** № 6, aug 1975, стр. 301

В статье описаны некоторые достижения ICPE в области оборудования электропривода бурильных установок.

INHALT

Nicolau, A.: **Jubiläums – Besuch** S. 250

DK 581.162 : 667.64

ELEKTROTECHNOLOGIEN
EBERFLACHENBESCHICHTUNG
ELEKTROSTATISCHES PULVERBESCHICHTUNG
ELECTROTAUCHLACKIERUNG

Tănăsescu, T. Fl.: **Zwei besonders vielversprechende. Elektrotechnologien für die Oberflächenbeschichtung: elektrostatische Pulverbeschitung und Elektrotauchlaekierung.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** Nr. 6, aug 1975, S. 253

Die Arbeit beschreibt zwei Elektrotechnologien für die Oberflächenbeschichtung auf elektrostatischem Wege und durch Elektrotauchlackierung, sowie die technisch-witschaftlichen Vorteile ihrer Anwendung.

DK 621.313

BERECHNUNG
ELEKTRISCHE MASCHINEN
DREHSTROM-AS1 NCRONMOTOREN
PROJEKTIERUNG

Ciofu, V., Gheţa, I., Dăscălescu, Fl., Herescu, R., Zilberman, R. : **Moderne Serie von Drehstrom-Asynchronmotoren aus dem Profil des Unternehmens ,,Electroprecizia'' — Săcele.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, Nr. 6, aug 1975, S. 262

Es werden die Projektierungsvoraussetzungen und die bei der Forschungs-und Projektierungstätigkeit bezüglich der neuen Serie von allgemein angewandten Drehstrom-Asynchronmotoren aus dem Profil des Unternehmens ,,Electroprecizia'' — Săcele erhaltenen Ergebnisse dargetellt.

DK 621,313,17-523.8

ELEKTRISCHE MASCHINEN
AXIALER LUFTSPLAT
SCHEIBENLÄUFER

Şlaiher, S., Mihăiescu, G., Marinescu, S. : **Realisierungen und Perspektiven auf dem Gebiet der elektrischen Maschinen mit axialem Luftspalt.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, Nr. 6, aug 1975, S. 268

Die Arbeit beschreibt den Beitrag der rumänischen Spezialisten zu der Realisierung der elektrischen Maschinen mit axialem Luftspalt, sowie die im Land hergestellten Typen solcher Maschinen.

DK 621.314.2 : 621.314.224

SONDERTRANSFORMATOREN
REGELUNG UNTER BELASTUNG
PRÜFSTANDE
NEUE LÖSUNGEN

Grosu, St. : **Betrachtungen über Sondertransformatoren.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, Nr. 6, aug 1975, S. 275

Es werden Sondertransformatoren benhandelt, wobei die spezifischen Elemente jeder Kategorie solcher Transformatoren hervorgehoben werden.

DK 537.226 : 521.315.616

ISOLIERANORDNUNGEN
TECHNOLOGISCHE ANLAGEN
ELEKTROKABEL

Nistor, Gh., Petcu, Gh., Cruceru, C. : **Aspekte der Untersuchungen bezüglich der Prüf— und Charakterisierungsmethoden für Elektroisolierstoffe und Isolieranordnungen. Spezifische Technologien für die Herstellung von Isolierstoffen und Isolieranordungen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, Nr. 6. aug 1975, S. 280

Die Arbeit enthält Aspekte der Lebensdauerbestimmung der Elektroisolierstoffe und der Isolieranordnungen im Betrieb, neue Technologien, spezifische technologische Anlagen, Realisierungen auf dem Gebiet der Elektrokabel.

DK 621.3.013.8 : 621.313.322

COMPOUNDIERUNG
ERREGUNG
SYNCHRONGENERATOR
STATIK

Ciofu, V., Zăroni, R., Lapedatu, E., Kanterian, N., Rozenberg, S., Sassu, F., Iacob, V. : **Beitrag des I.C.P.E. zur Entwicklung moderner Erregungsausrüstung für Synchrongeneratoren.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, Nr. 6, aug 1975, S. 283

Es werden die esten Erregungsausrüstungen und Spannungregler für im I.C.P.E. hergestellte Hydrogeneratoren dargestellt.

DK 519.92

WISSENSCHAFTLICHE FORSCHUNG
AUTOMATISCHE DOKUMENTIERUNG
INFORMATIONSSPEICHERUNG

Oancă, R., Bădescu, A., Tănăsescu, T. Fl., Gheorghe, V., Mendelovici, M., Soroagă, R., Vasile, C. : **Die wissenschaftlichtechnische Information in der Forschung. ARIEL-Automatisiertes System zur Speicherung und Wiederauffindung der Information für die Elektrotechnik, im I C P E projektiert und eingeführt.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, Nr. 6, aug 1975, S. 294

Es wird die Struktur des automatisierten Systems ARIEL für die wissenschaftlich-technische Information in der Elektrotechnik (Informationsspeicher, Dokumentationssprachen, Programme für die Wierderauffindung der Daten und der Instandhaltung der Kartothek), projektiert für den Digitalrechner ICL 1902 A.

DK 621-8

GLEICHSTROM
BOHRUNG
MOTOR
THYRISTOR

Dan, I., Zăroni, R., Lapedatu, E., Serbănescu, B., Ciofu, V., Ghiţă, V., Ghiţă, M. : **Ausrüstungen für den elektrischen Antrieb von Bohranlagen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, Nr. 6, aug 1975, S. 301

Die Arbeit enthält einige der Realisierungen des I.C.P.E auf dem Gebiet der Ausrüstungen für den elektrischen Antrieb von Bohranlagen.

CONTENTS

Niicolau, A.: **An anniversary** p. 250

DC 581.162 : 667.64

ELECTRIC TECHNOLOGIES
SURFACE COATINGS
ELECTROSTATIC POWDERING
ELECTROPHORETIC VARNISHING

Tănăsescu, T. Fl. : **Two electrotehnologies very important in the near by future. Highly Advanced Technologies of Surface Coating : Electrostatic Powdering and Electrophoretic Varnishing.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, no. 6, aug 1975, p. 253

The paper presents two electric technologies of electrostatic and electrophoretic surface coating, as well as the technical and economical advantages of their practical applications.

DC 621.313

CALCULUS
ELECTRIC MACHINES
THREEPHASED INDUCTION MOTOR
DESIGN

Ciofu, V., Gheţa, I., Dăscălescu, Fl., Herescu, R., Zilberman R. : **The New Modern Series of Threephased Induction Motors Produced at ,,Electroprecizia'' — Plant — Săcele.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, no. 6, aug 1975, p. 262

The projecting premises are presented and the results obtained in the design and research activity of the new series of threephased induction motors of general use, produced at ,,Electroprecizia'' — Săcele.

DC 621.313.17-523.8

ELECTRIC MACHINES
AXIAL GAP
DISK ARMATURE

Şlaiher, S., Mihăiescu, G., Marinescu, S. : **Perspectives and Achievements in the Domain of Electric Machines with Axial Gap.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, no. 6, aug 1975, p. 268

The article presents the contribution of the Romanian specialists at the achievement of the electric machines with axial gap, as well as the types of such machines fabricated in the country.

DC 621.314.2 : 621.314.224

SPECIAL TRANSFORMERS
REGULATION UNDER LOAD
TESTING STAND
NEW SOLUTIONS

Grosu, Şt. : **Considerations Concerning the Special Transformers.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, no. 6, aug 1975, p. 275

The paper deals with the special transformers, emphasizing the specific elements of each category of such transformers.

DC 537.226 : 621.315.616

ISOLATION SYSTEMS
TECHNOLOGICAL INSTALLATIONS
ELECTRIC CABLES

Nistor, Gh., Petcu, Gh., Cruceru, C. : **Aspects of the Studies Concerning the Testing and Characterization Methods of Dielectries and of the Isolation Systems. Specific Technologies of Producing Dielectries and Isolation Systems.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, no. 6, aug 1975, p. 230

The paper presents aspects of determining the lifetime of dielectrics and of the isolation systems used, new technologies, specific technologic installations, achievements in the domain of the electric cables.

DC 621.3.013.8 : 621.313.322

COMPOUNDING
EXCITATION
SYNCHRONOUS GENERATOR
STATICS

Ciofu, V., Zăroni, R., Lapedatu, E., Kanterian, N., Rozenberg, S., Sassu, F., Iacob, V. : **I.C.P.E.'s Contribution to the Development of a Modern Excitation Equipment for the Synchronous Generators.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, no. 6, aug 1975, p. 283

The first modern excitation equipment and voltage regulator used at hydrogenerators achieved at I.C.P.E., is presented.

DC 519.92

SCIENTIFIC RESEARCH
AUTOMATIC DOCUMENTATION WORK
DATA STORAGE
DATA RETRIEVAL

Oancă, R., Bădescu, A., Tănăsescu, T. Fl., Gheorghe, V., Mendelovici M., Soroagă, R., Vasile, C. : **Technical and Scientific Information in the Research-Activity. ARIEL — Automatic System of Data Storage and Retrieval Used in Electrotechnics, Projected and Implemented at I.C.P.E.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, no. 6, aug 1975, p. 294

The work presents the structure of the ARIEL automatic system of technical and scientifical information used in electrotechnics (informational memory, documentation languages, retrieval programs and of the card-index maintenance), projected for the digital computer ICL 1902—A.

DC 621.8

CONTINUOUS CURRENT
DRILLING
MOTOR
THYRISTORS

Dan, I., Zăroni, R., Lapedatu, E., Serbănescu, B., Ciofu, V., Ghiță, V., Ghiță, M. : **Electrical Driving Equipment Used at Drilling Installations.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, no. 6, aug, 1975, p. 301

The article presents some of the achievements of I.C.P.E in the domain of electrical drive equipment of the drilling installations.

SOMMAIRE

Nicolau, A.: **Aniversaire** p. 250

CD 581.162 : 667.64

ELECTROTEHNOLOGIES
RECOUVREMENT DES SURFACES
POUDRAGE ELECROSTATIQUE
VERNISSAGE ELECTROPHORETIQUE

Tănăsescu, T. Fl. : **Deux éléctrotechnologies progressistes pour le recouvrement des surfaces : le poudrage électrostatique et le vernissage électrophorétique.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 6, aug 1975, p. 253

Le matériel présente deux électrotechnologies pour le recouvrement par voie électrostatique et par éléctrophorèse, de même que les avantages technico-économiques de leur application.

CD 621.313

CALCUL
DEVELOPPEMENT
MACHINES ELECTRIQUES
MOTEURS ASYNCHRONES TRIPHASES

Ciofu, V., Gheța, I., Dăscălescu, Fl., Herescu, R., Zilberman, R. : **La série moderne de moteurs asynchrones triphasés spécifique au profil de l'entreprise „Electroprecizia" — Săcele.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 6, aug 1975, p. 262

On présente les prémisses de développement et les résultats obtenus dans l'activité de recherche — développement de la nouvelle série de moteurs asynchrones triphasés d'utilisation générale spécifique au profil de l'entreprise „Electroprecizia" — Săcele.

CD 621.313.17-523.8

MACHINES ELECTRIQUES
ENTREFER AXIAL
ROTOR-DISQUE

Șlaiher, S., Mihăiescu, G., Marinescu, S. : **Réalisations et perspectives dans le domaine des machines électriques à entrefer axial.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 6, aug, 1975, p. 268

L'article présente la contribution des spécialistes roumains dans la réalisation des machines électriques à entrefer axial, de même que certains types de pareilles machines fabriquées dans le pays.

CD 621.314.2 : 621.314.224

TRANSFORMATEURS SPECIAUX
REGLAGE SOUS CHARGE
STANDS D'ESSAIS
NOUVELLES SOLUTIONS

Grosu, Șt. : **Considérations concérnant les transformateurs spéciaux.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 6, aug, 75, p. 275

On traite des transformateurs spéciaux tout en mettant en évidence les éléments spécifiques à chacune de ces catégories de transformateurs.

CD 537. 226 : 621.315.616

SYSTEMES D'ISOLATION
INSTALATIONS TECHNOLOGIQUES
CABLES ELECTRIQUES

Nistor, Gh., Petcu, Gh., Cruceru, C. : **Des aspects des études sur les méthodes d'essai et de caractérisation des matériaux électroisolantes.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 6, aug, 1975, p. 280

L'ouvrage comprend des aspects de la détermination de la durée de vie des matériaux électroisolants et des systèmes d'isolation en exploitation, des techniques nouvelles, les installations technologiques spécifiques, réalisations dans le domaine des cables électriques.

CD 621.3.013.8 : 621.313.322

COMPOUNDAGE
EXCITATION
GENERATEUR SYNCHRONE
STATIQUE

Ciofu, V., Zăroni, R., Lapedatu, E., Kanterian, N., Rozenberg, S., Sassu, F., V. Iacob. : **La contribution de l'I.C.P.E. au développement de certains équipements d'excitation modernes pour alternateurs synchrones.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 6. aug 1975, p. 283

On présente les premiers équipements d'excitation et reglateurs de tension pour hydrogénératrices, réalisés à l'I.C.P.E.

CD 519.92

RECHERCHE SCIENTIFIQUE
DOCUMENTATION AUTOMATIQUE
EMMAGASINAGE DE L'INFORMATION

Oancă, R., Bădescu, A., Tănăsescu, T. Fl., Gheorghe, V., Mendelovici, M., Soroagă, R., Vasile, C. : **L'information technique scientifique dans le recherche. ARIEL — système automatisé d'emmagasinage et recherche documentaire pour electrotechnique, projeté et implémenté à l'I.C.P.E.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 6, aug 1975, p. 294

On expose la structure du système automatisé, ARIEL, d'information technique-scientifique pour électrotechnique (mémoire informationnelle, langages documentaires, programmes pour la recherche documentaire et l'entretient des fichiers), projeté pour le calculateur numérique ICL 1902—A.

CD 621.8

COURANT CONTINU
FORAGE
MOTEUR
THYRISTORS

Dan, I., Zăroni, R., Lapedatu, E., Șerbănescu, B., Ciofu, V., Ghiță, V., Ghiță, M. : **Equipements d'actionnement électrique pour des installations de forage.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 6, aug, 1975, p. 301

L'article comprend quelques réalisations de l'I.C.P.E. dans le domaine des équipements d'actionnement électrique des instalations de forage.

V/O MAȘINOEXPORT LIVREAZĂ:

— Utilaj pentru

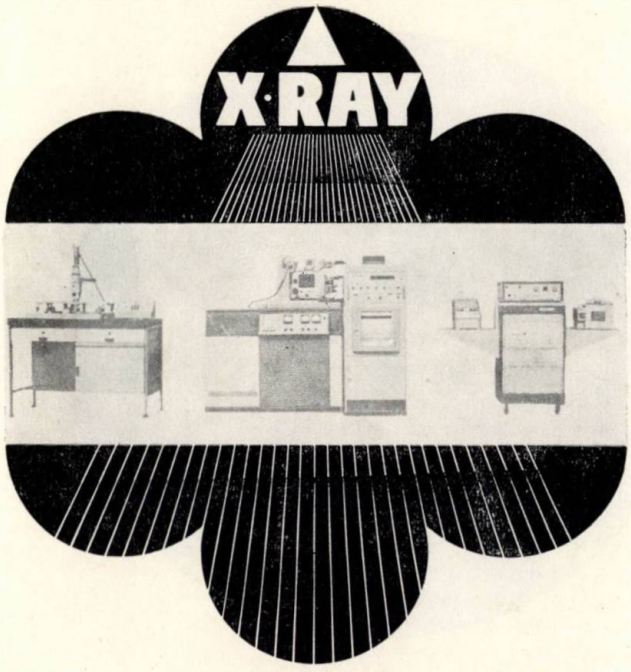
- industria extractivă-geofizică
- cercetări seismice
- cercetări electrice
- cercetări magnetice
- cercetări gravimetrice

pentru explorări și prospecțiuni de zăcăminte de tot felul începînd cu rețeaua geofizică regională și terminînd cu toți parametrii existenți. inclusiv pentru prelucrarea datelor inițiale.

V/O MACHINOEXPORT

☎ 147-15-42 SSSR MOSKVA 117330 MOSKVA V-330 MACHINOEXPORT 7207

PUBLICOM



DIFRACTOMETRU UNIVERSAL CU ROENTGEN DRON 2

Destinat pentru :

- analize generale cu röentgen
- studiul monocristalelor
- determinarea unghiurilor de tăiere a plăcilor monocristalice

Asigură :

- înaltă precizie de măsurare a unghiurilor de difracţie ;
- posibilitatea de a efectua concomitent cercetări prin înregistrare fotografică ;
- posibilitatea determinării automate a intensităţii integrale a porţiunii imaginei de difracţie dată ;
- posibilitatea înregistrării imaginei de difracţie pe bandă perforată pentru introducerea pe calculator, ceea ce reduce de sute de ori timpul de prelucrare a rezultatelor.

Poate funcţiona în condiţii de temperatură înaltă şi joasă.

Exportator :
V/O TECHSNABEXPORT
Moskova 121200
Smolenskaia-Sennaia 32/34
Telex : 7628

Techsnabexport

PUBLICOM

SPECTOMETRU RADIOLOGIC CU MULTICANALE KRF-18 PENTRU ANALIZA SIMULTANĂ A 12 ELEMENTE CHIMICE ÎNTR-O GAMĂ LARGĂ BAZATĂ PE MAGNEZIU ŞI URANIU

Aparatul analizează tipuri de oţeluri, fonte, zgură, metale neferoase, aliaje de aluminiu, de magneziu, bronz, alamă, minereuri, ca şi diferite roci, minerale, ciment, materiale refractare, ceramică, argilă şi caolin cu variaţii diferite.

Exportator .
V/O TECHSNABEXPORT
Moskova, URSS
Telex : 7628

Techsnabexport

PUBLICOM

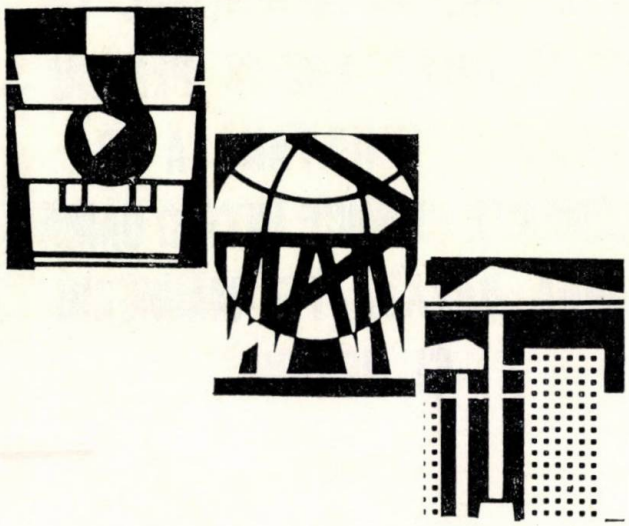
ORGANIZAȚIA UNIONALĂ

„VNEȘTEHNIKA“

MOSCOVA, U.R.S.S.

acordă sprijin organizațiilor de cercetări științifice, proiectări de construcții și proiectări tehnologice, intreprinderilor industriale și firmelor sovietice și străine în rezolvarea problemelor comerciale, de transport și juridice legate de realizarea colaborării tehnico-științifice, în domenile :

— efectuării lucrărilor de cercetări științifice, proiectări de construcții și proiectări tehnologice în comun și pe bază de comenzi ;



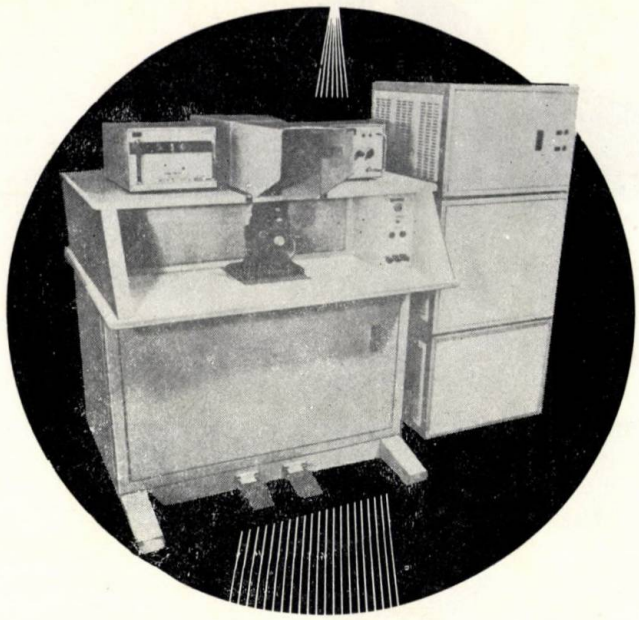
— executării comenzilor organizațiilor sovietice și străine pentru elaborarea și transmiterea documentației tehnico—științifice, precum și pentru confecționarea și închirierea utilajelor științifice, prototipurilor, produselor și materialelor ;

— efectuării de expertize tehnico-științifice, încercări de utilaje și materiale, consultații.

ORGANIZAȚIA UNIONALĂ

„VNEȘTEHNIKA“

MOSCOVA, U.R.S.S.
STAROKONIUȘENNY PEREULOK, 6.
TELEFON 202-02-60



POSIBILITĂȚI NELIMITATE ALE INSTALAȚIEI TEHNOLOGICE CU LASER „KBAHT — 10“

„KBAHT-10' — cu o rază fină de laser, în timp scurt, sudează piesele acolo unde un electrod obișnuit nu poate pătrunde datorită dimensiunilor, sudînd chiar și în interiorul retortelor

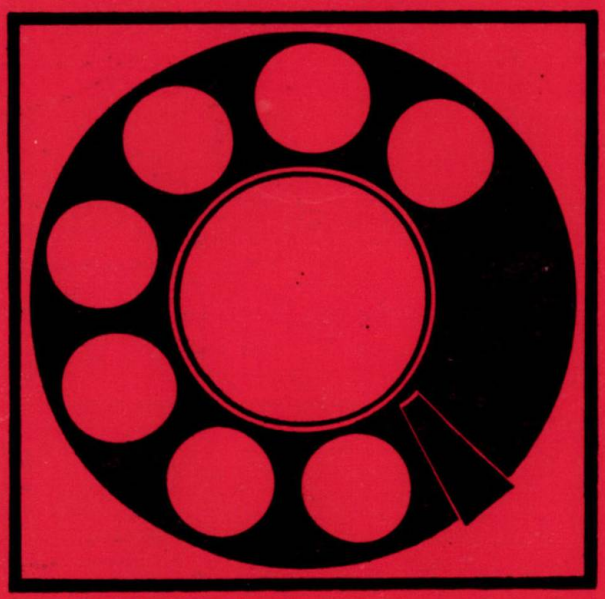
„KBAHT-10' — se caracterizează prin calitatea înaltă a îmbinărilor sudate în atmosferă de gaze inerte, posibilitatea de obținere a unor cusături etanșe, funcționînd în regimuri manual și automat

„KBAHT-10'' — se folosește la sudarea în T și în coadă de rîndunică a pieselor din metale greu fuzibile și care se sudează greu : oțel inoxidabil, covar, nichel, molibden, wolfram, cupru, bronz berilic etc. Piesele sudate cu raze laser nu au deformații, care apar, de obicei, la temperaturi înalte în procesul de sudare cu arc

„KBAHT-10'' — grosimea materialelor de sudat 0,8 mm
— diametrul zonei de topire (sau lățimea cusăturii sudate), mm 0,7 — 1,4
— energia de iradiere în impuls, ms 4
— frecvența de repetare a impulsurilor, imp/min. 60

Exportator — V/O TECHMAȘEXPORT
Moskova, URSS, B-330
Mosfilmovskaia, 35
Telex 7568

TECHMASHEXPORT



APARATE TELEFONICE
RADIOTELEFOANE
CENTRALE TELEFONICE AUTOMATE
APARATE DE SECRETARIAT-
DIRECTORIAT
APARATURĂ DE SEMNALIZARE

Electroimpex

Co.Ltd. Sofia, Bulgaria
17, G. Washington St.
Tel.: 88-49-91
Telex: 022575

BRD
ELPROM VERKAUFS GMBH
3587 BORKEN/BEZIRK KASSEL
KURT SCHMACHER ANLAGE 9
Ruf : 05682/2055
Fernschreiber : 0994711

ITALY
F.A.R. S.p.A.
VIA VITRUVIO 43
20124 MILANO
TEL. 02/206135
Telex : 33504

FRANCE
SOFBIM
PARIS 2e
30, Av. De L'OPERA
Tel : 742 35 33
TELEX : 23942 F — SOFBIM

GREECE
ELECTROIMPEX-ATHENS LTD.
53, Stournari Street,
ATHENS/GREECE

PUBLICOM

Intenționați, desigur, să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

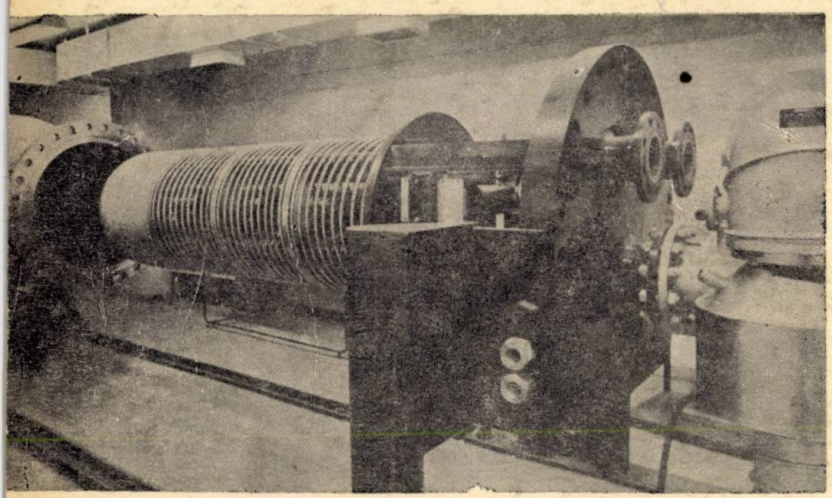
Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați în producție, pe care ați dori poate să le înlocuiți și cu altele mai bune sau mai ieftine !

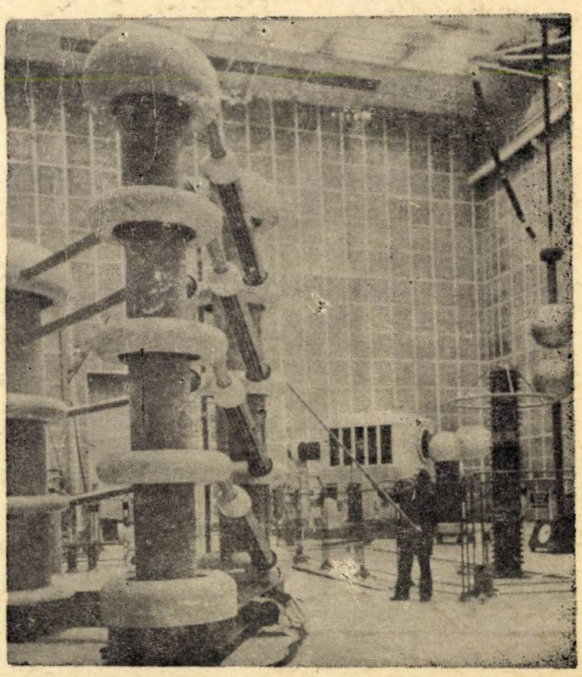
Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dv., doriți standuri de încercări și metode care să vă dea, în orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

La toate aceste întrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) care în această perioadă își întocmește planul de cercetări, angajîndu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de încercări moderne, specialiști de înaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 25 ani în activitate care pledează în favoarea încrederii pe care puteți să i-o acordați.





ICPE

Institut decorat cu ordinul muncii clasa I

1975 OKT 2

București, — Bd. T. Vladimirescu 45-47 — Telefon 31.41.00.

E2040

R

REFERALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

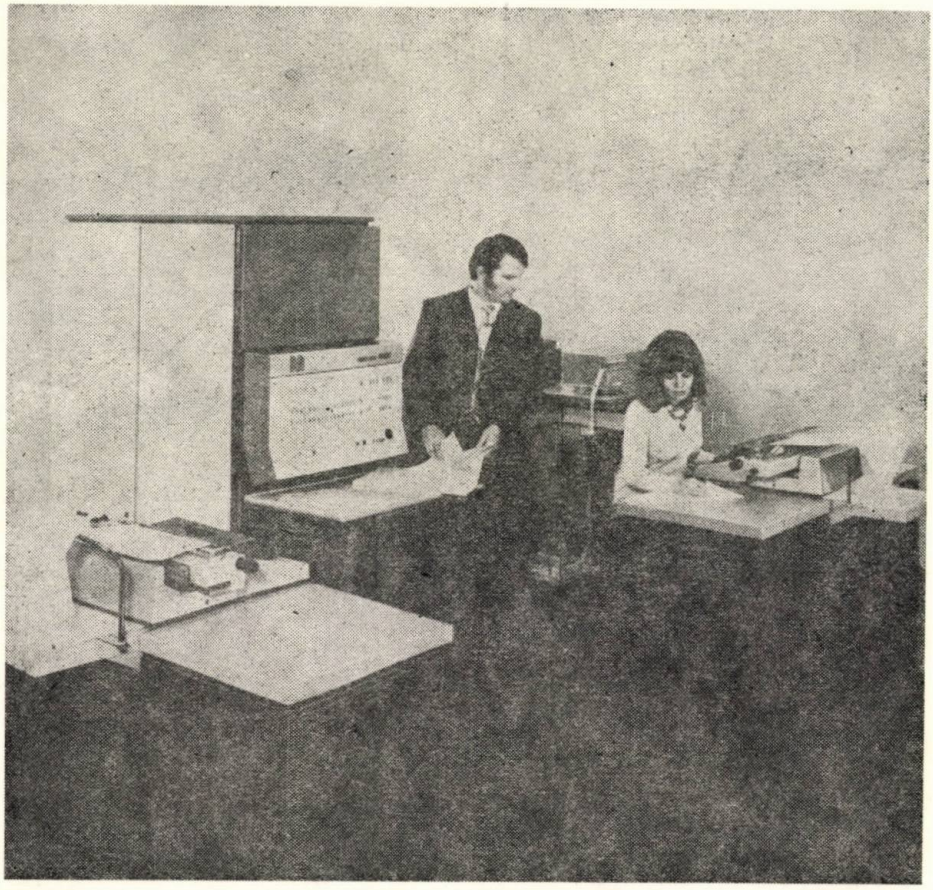
ELECTROTEHNICA • BUCUREȘTI • ANUL 23 • Nr. 7 • OCTOMBRIE 1975

robotron

Stăpînim procese complicate cu ROBOTRON 4000

Familia de calculatoare ROBOTRON 4 000 cuplate cu grupa de aparate universal utilizabile

Prin alegere şi dispunere flexibilă obţineţi două sisteme de calcul:
— sistemul de calcul PRS 4 000 şi
— sistemul de calcul mic KRS 4 200



bme

Scopul nostru este de a conduce efectiv metode şi procese tehnologice complicate

Sarcina noastră este să introducem grupul de aparate ale familiei de calculatoare ROBOTRON 4 000, cuplate cu instalaţia ESER

Programele de utilizare şi proiectele noastre vă asigură o înaltă eficienţă la conducerea proceselor continue şi discontinue

Aceasta este oferta noastră. Vă rugăm să vă informaţi

Documentaţiile noastre vă stau la dispoziţie!

Exportator:
Büromaschinen- Export GmbH Berlin
DDR — 108 Berlin
Friedrichstrasse 61
Deutsche Demokratische Republik

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

Anul 23 Electrotehnica nr. 7 oct. 1975

SUMAR

TRANSFORMATOARE RIDICĂTOARE
ÎNALTĂ TENSIUNE
LABORATOR DE MARE PUTERE

CZ 621.314.222/225

Cîrstea, D., Rarinca, O., Pănoiu, A. : **Alegerea transformatoarelor ridicătoare şi dimensionarea sistemului de bare de înaltă tensiune pentru laboratorul de mare putere.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 7, oct 1975, p. 309

Se prezintă condiţiile tehnice stabilite pentru transformatoarele ridicătoare pe baza analizei schemei generale a laboratorului, precum şi alegerea schemelor de conexiuni pe partea de înaltă tensiune şi dimensionarea sistemului de bare de 150 kV.

MOTOR PAS CU PAS
REDUCTOR
ÎNTREFIER AXIAL

CZ 621.316.5

Kelemen, A., Crivii, M., Szekely, A. : **Motor pas cu pas reactiv de tip reductor cu întrefier axial.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 7, oct 1975, p. 313

Lucrarea cuprinde teoria motorului pas cu pas reactiv cu întrefier axial.

MOTOR ASINCRON LINIAR
SCHEME ECHIVALENTE
POMPE MHD PLANE

CZ 621.313.39.014

Peşteanu, O. : **Schemele echivalente ale motoarelor asincrone liniare şi ale pompelor MHD plane.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 7, oct 1975, p. 317

Determinarea schemelor echivalente ale motoarelor asincrone liniare pentru pompele MHD plane, raportate la o fază a statorului.

CIRCUITE ELECTRICE
ECUAŢII DE STARE
VARIABILE DE STARE

CZ 621.3.001.11

Manea, Fl. : **Ecuaţii de stare şi condiţii iniţiale în studiu circuitelor electrice cu elemente în exces.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 7, oct 1975 p. 324

Se prezintă studiul circuitelor electrice cu elemente în exces, ecuaţiile de stare folosind metoda surselor echivalente.

CÎMP ELECTROMAGNETIC POTENŢIAL
METODA IMAGINILOR
ECHIPAMENTE ELECTROTEHNICE
METODA NUMERICĂ
APLICABILITATE

CZ 621.3 013 ; 538.123

Nicolaide, A. : **Utilizarea unei metode a imaginilor pentru rezolvarea problemelor de cîmp electromagnetic potenţial.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 7, oct 1975, p. 330

În lucrare se prezintă o metodă numerică cu aplicabilitate largă, în special la studiul cîmpului magnetic din întrefierul maşinilor electrice cu armăturile de formă complicată.

ANALIZA DIFERENŢIALĂ TERMOGRAVIMETRICĂ
LACURI DE IMPREGNARE
METODA DERIVATOGRAFICĂ

CZ 621.315.61 ; 621.315.616.9

Pîrligras, E., Kemeny, R., Cîmpulungeanu, G. : **Aplicarea analizei diferenţiale termogravimetrice la studierea întăririi şi descompunerii unor lacuri de impregnare de clasa F.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 7, oct 1975, p. 334

Se expun procesele de uscare şi întărire (polimerizare) a lacurilor electroizolante de clasa F, cu ajutorul analizei DTG.

IZOLAȚII FLEXIBILE
HÎRTIE DE MICĂ
PROPRIETĂȚI
UTILIZARE

CZ 621.315.612/615

Nicola, Gr. și *Giurcanu, C.* : **Noi tipuri de materiale pe bază de hîrtie de mică.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 7, oct 1975, 339

Se prezintă noile tipuri de izolații flexibile destinate utilizării în construcția mașinilor electrice pentru clasa de izolație termică B, F și H, realizate la ICME-București, pe bază de hîrtie de mică fără suport sau cu suport țesătură de sticlă sau fetru poliesteric.

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BĂTRÎNA ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CĂLIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICĂ ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; conf. dr. ing. S. FLOREA ; dr. ing. ȘT. GROSU ; prof. dr. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; conf. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILEA ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. ROMÂNIA ; ing. A. POPA ; acad. prof. doc. dr. st. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ ; ing. M. SÎRBU ; ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: ANDREI GRETA
Tehnoredactor: CRISTESCU CORNELIA

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA"* (*E.E.A.*), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini-Unelte și Electrotehnicii și al Consiliului Național al Inginerilor și Tehnicienilor din Republica Socialistă România, sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, mașini-unelte și mecanică fină. apare în cadrul Oficiului de informare documentară (*O.I.D.*) al *M.I.C.M.U.E.*, ajutat de Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică, (*I.C.P.E.*). Articolele trimise spre publicare și cererile de abonamente se vor primi la *O.I.D.—M.I.C.M.U.E.*, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, și 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3015.17.70.22—B.I.—S.M.B. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decît abonamente integrale. Tiparul : Întreprinderea poligrafică *„INFORMAȚIA"*, București, str. Brezoianu nr. 23—25. C. 359. Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1974 conform aprobării D.G.P.Tc., nr. 137/251/1975.

MŰSZAKI KÖNYVTÁR és DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT 1389

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.314.222/225
ЛАБОРАТОРИЯ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ
НАПРЯЖЕНИЕ ВЫСОКОЕ
ТРАНСФОРМАТОР ПОВЫЩАЮЩИЙ

Кырстя, Д., Ринка, О., Пэною., А.: **Выбор повышающих трансформаторов и измерение системы высоковольтных стержней для лаборатории большой мощности.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 23**, nr. 7, окт. 1975, стр. 309

Представлены технологические условия для повышающих трансформаторов на основании анализа общей схемы лаборатории, как и выбор схем соединения со стороны высокой мощности и измерение системы стержней 150 кв.

УДК 621.316.5
ЗАЗОР ОСЕВОЙ
ДВИГАТЕЛЬ ШАГ ЗА ШАГОМ
РЕДУКТОР

Келемен, А., Кривий, М., Секели, А.: **Реактивный двигатель шаг за шагом типа редуктора с осевым зазором.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 23**, nr. 7, окт. 1975, стр. 313

В работе изложена теория реакторного двигателя шаг за шагом с осевым зазором.

УДК 621.313.39.014
ДВИГАТЕЛЬ АСИНХРОННЫЙ ЛИНЕЙНЫЙ
ПОМПЫ МНД ПЛОСКИЕ
СХЕМЫ ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ

Пештяну, О.: **Эквивалентные схемы асинхронных линейных двигателей и плоских магнитогидродинамических помп.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 23**, nr. 7, окт. 1975, стр. 317

Определение эквивалентных схем асинхронных линейных двигателей для плоских магнитогидродинамических помп фазе статора.

УДК 621.3.001.11
ПЕРЕМЕННАЯ СОСТОЯНИЯ
УРАВНЕНИЕ СОСТОЯНИЯ
ЦЕПЬ ЭЛЕКТИЧЕСКАЯ

Маня, Фл.: **Уравнения состояния и первоначальные условия электрических цепей с эксцессом элементов.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 23**, nr. 7, окт. 1975, стр. 324

Представлена настоящая стадия электрических цепей с эксцессом элементов, уравнения состояния, используя метод эквивалентных источников.

УДК 621.3.013:538.123
МЕТОД ИЗОБРАЖЕНИЙ
МЕТОД ЧИСЛОВОЙ
ОБОРУДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОЕ
ПОЛЕ ПОТЕНЦИАЛЬНОЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ
ПРИМЕНЯЕМОСТЬ

Николаиде, А.: **Использование метода изображений для решения задач электромагнитного потенциального поля.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 23**, nr. 7, окт. 1975, стр. 330

В работе представлен числовой метод с широкой применяемостью, в особенности при изучении магнитного поля в зазоре электрических машин с арматурой сложной формы.

УДК 621.315.61:621.315.6.6.9
АНАЛИЗ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ ТЕПЛОГРАВИММЕТРИЧЕСКИЙ
ЛАКИ ПРОПИТОЧНЫЕ

Пырлцерас, Е., Кемени, Р., Кымпулунджану, Г.: **Применение дифференциального анализа при изучении упрочнения и разложения некоторых пропиточных лаков класса Ф.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 23**, nr. 7, окт. 1975, стр. 334

Излагаются процессы сушки и затвердения (полимеризации) электроизоляционных лаков класса Ф при помощи дифференциального термогравимметрического анализа.

УДК 621.315.612/615
БУМАГА СЛЮДИНИТНАЯ
ИЗОЛЯЦИЯ ГИБКАЯ
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ
СВОЙСТВО

Никола, Гр. Джуркану, С.: **Новые типы материалов на основе слюдитной бумаги.**

Е.Е.А. – **Electrorehnica 23**, nr. 7, окт. 1975, стр. 339

Представлены новые типы гибких изоляций предназначенных использованию в строении электрических машин для классов термической изоляции В, Ф, М осуществленных в ICME — Бухарест,на основе слюдинитной бумаги безподложки из стекляной ткани или из полиэфирного фетра.

INHALT

DK 621.314.222/225

AUFWÄRTSTRANSFORMATOR
HOCHLEISTUNGSLABOR
HOCHSPANNUNG

Cîrstea, D., Rarinca, O., Pănoiu, A. : **Die Auswahl von Aufwärtstransformatoren und die Bemessung des Hochspannungs — Schienensystems für das Hochleistungslabor.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, Nr. 7, oct 1975, S. 309

Es werden die festgelegten technischen Bedingungen für die Aufwärtstransformatoren, aufgrund der Analyse des allgemeinen Schemas des Labors, sowie die Auswahl der Hochspannungsschaltungen und die Bemessung des 150 kV-Schienensystems dargestellt.

DK 621.316.5

AXIALER LUFTSPALT
GETRIEBE
SCHRITTMOTOR

Kelemen, A., Crivii, M., Szekely, A. : **Reluktanz—Schrittmotor mit Getriebe und axialem Luftspalt.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, Nr. 7, oct 1975, S. 313

Die Arbeit enthält die Theorie des Reluktanz—Schrittmotors mit axialem Luftspalt.

DK 621.313.39.014

ERSATZSCHALTBILDER
FLACHE MHD-PUMPEN
LINEARER ASYNCHRONMOTOR

Peşteanu, O. : **Die Ersatzschaltbilder der linearen Asynchronmotoren und flachen MHD—Pumpen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, Nr. 7, oct 1975, S. 317

Die Arbeit beschreibt die Ersatzschaltbilder der linearen Asynchronmotoren und flachen MHD—Pumpen, bezogen auf eine Phase des Ständers.

DK 621.3.001.11

STROMKREISE
ZUSTANDSGLEICHUNG
ZUSTANDSVARIABLEN

Manea, Fl. : **Zustandsgleichungen und Anfangsbedigungen bei der Untersuchung der Stromkreise mit zusätzlichen Elementen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, Nr. 7, oct 1975, S. 324

Die Arbeit enthält die Untersuchung der Stromkreise mit zusätzlichen Elementen und die Zustandsgleichungen, unter Anwendung der Methode der Ersatzquellen.

DK 621.3.013 ; 538.123

ELEKTROMAGNETISCHES POTENTIALFELD
ELEKTROTECHNISCHE AUSRUSTUNGEN
BILDMETHODE
NUMERISCHE METHODE
ANWENDBARKEIT

Nicolaide, A. : **Anwendung einer Bildmethode zur Lösung der Probleme des elektromagnetischen Potentialfeldes.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23**, nr. 7, oct 1975, S. 330

Die Arbeit behandelt eine numerische Methode mit weiten Anwendbarkeit, besonders beim Studium des elektromagnetischen Feldes im Luftspalt elektrischer Maschinen mit Armaturen komplizierter Form.

DK 621.315.61 ; 621.315.616.9

DIFFERENTIELLE THERMOGRAVIMETRISCHE ANALYSE
IMPRAGNIERLACKE

Pîrligras, E., Kemeny, R., Cîmpulungeanu, G. : **Die Anwendung der differentiellen thermogravimetrischen Analyse beim Studium der Härtung und Zersetzung von Imprägnierlacken der Wärmeklasse F.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** Nr. 7, oct 1975, S. 334

Es werden die Trocknungs — und Härtungs — (Polymerisations) Verfahren für Elektroisolierlacke der Wärmeklasse F, mit Hilfe der DTG—Analyse, dargestellt.

DK 621.315.612/615

ANWENDUNG
EIGENSCHAFTEN
FLEXIBLE ISOLATIONEN
GLIMMERPAPIER

Nicola, Gr., Giurcanu, C. : **Neue Materialen auf Glimmerpapierbasis.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** Nr. 7, oct 1975, S. 339

Es werden neue Typen von flexiblen Isolationen dargestellt, die zur Anwendung im Elektromaschinenbau für die Wärmeklasse B, F und H bestimmt sind und im ICME—Bukarest auf Glimmerpapierbasis ohne Träger oder mit Träger aus Glasgewebe oder Polyestervlies hergestellt werden.

CONTENTS

DC 621.314.222/225

STEP UP TRANSFORMER
HIGH VOLTAGE
HIGH POWER LABORATORY

Cîrstea, D., Rarinca, O., Pănoiu, A. : **Selection of Step Up Transformers and Dimensioning of High Voltage Bars System Used in High Power Laboratories.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** no. 7, oct 1975, p. 309

The technical conditions established for step up transformers are presented, on basis of the analysis of the general lab scheme, as well as the selection of the connection diagram on the high voltage side and the 150 kV bars system dimensioning.

DC 621.316.5

STEP BY STEP MOTOR
REDUCER
AXIAL AIR GAP

Kelemen, A., Crivii, M., Szekely, A. : **Step by Step Reactive Motor of the Reducing Type with Axial Air Gap.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** no. 7, oct 1975, p. 313

The paper deals with the step by step reactive motor theory with axial air gap.

DC 621.313.39.014

ASYNCHRONOUS LINEAR MOTOR
EQUIVALENT CIRCUIT
MHD FLAT PUMP

Peşteanu, O. : **Equivalent Circuits of Asynchronous Linear Motors and of Flat MHD Pumps.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** no. 7, oct 1975, p. 317

The paper presents the equivalent circuits of the asynchronous linear motors for the flat MHD pump, in accordance with one of the stator phase.

DC 621.3.001.11

ELECTRIC CIRCUITS
EQUATIONS OF STATE
VARIABLES OF STATE

Manea, Fl. : **Equation of State and Initial Conditions in the Study of Electric Circuits with an Excess of Elements.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** no. 7, oct 1975, p. 324

The study of electrical circuits with an excess of elements is presented, the equations of state, using the equivalent sources method.

DC 621.3.013 ; 538.123

ELECTROMAGNETIC POTENTIAL FIELD
IMAGES METHOD
ELECTROTECHNICAL EQUIPMENT
NUMERICAL METHOD
APPLICABILITY

Nicolaide, A. : **The Employment of a Method of Images for the Solving of the Electromagnetic Potential Field Problems.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** no. 7, oct 1975, p. 330

The work presents a numerical method with wide applicability, to the study of the magnetic field from within the electric machines air gap with complicated formed armatures.

DC 621.315.61 ; 621.315.616.9

DIFFERENTIAL THERMOGRAVIMETRIC ANALYSIS
IMPREGNATING VARNISHES

Pîrligras, Ec., Kemeny, R., Cîmpulungeanu, G. : **The Employment of the Differential Thermogravimetric Analysis in the Study of Hardening and Decomposition of Some Class Impregnating Varnishes.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** no. 7, oct 1975, p. 334

Drying and hardening (polimerizatori) of the class F dielectric varnishes, by means of the DTG analysis.

DC 621.315.612/615

FLEXIBLE INSULATING MATERIALS
MICA PAPER
CHARACTERISTICS
UTILISATION

Nicola, Gr., Giurcanu, C. : **New Types of Materials Based on Mica Paper.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** no. 7, oct 1975, p. 339

The new typs of flexible insulating materials are presented, destined to the utilisation of electric machines engineering for the thermal insulation, class B, F and H, produced at ICME-Bucharest, based upon mica paper without any reinforcement, or with a glass texture or polyesteric felt reinforcement.

SOMMAIRE

CD 621.314.222/225

TRANSFORMATERUS ELEVATEURS
HAUTE TENSION
LABORATOIRE DE GRANDE PUISSANCE

Cîrstea, D., Rarinca, O., Pănoiu, A. : **Le choix des transformateurs élévateurs et le dimensionnement du système de barres de haute tension pour le laboratoire de grande puissance.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 6, oct 1975, p. 309

On présente les conditions techniques établies pour les transformateurs élévateurs à l'aide de l'analyse du schéma général du laboratoire, ainsi que le choix des schémas de connexions sur la partie de haute tension et le dimensionnement du système de barres de 150 kV.

CD 621.316.5

MOTEUR PAS A PAS
REDUCTEUR
ENTREFER AXIAL

Kelemen, A., Crivii, M., Szekely, A. : **Moteur pas à pas réactif du type réducteur à entrefer axial.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 7, oct 1975, p. 313

L'ouvrage comprend la théorie du moteur pas à pas réactif à entrefer axial.

CD 621.313.39.014

MOTEUR ASYNCHRONE LINEAIRE
SCHEMAS EQUIVALENTS
POMPES MHD PLANES

Peşteanu, O. : **Les schémas équivalents des moteurs asynchrones linéaires et des pompes MHD planes.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 7, oct 1975, p. 317

La détermination des schémas équivalents des moteurs asynchrones linéaires pour les pompes MHD planes, rapportées à une phase du stator.

CD 621.3.001.11

CIRCUITS ELECTRIQUES
EQUATIONS D'ETAT
VARIABLES D'ETAT

Manea, Fl. : **Equations d'état et conditions initiales dans l'étude des circuits électriques à élements supplémentaires.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 7, oct 1975, p. 324

On presente l'étude des circuits électriques à éléments supplémentaires, les équations d'état, en employant la méthode des sources équivalents.

CD 621.3.013 ; 538.123

CHAMP ELECTROMAGNETIQUE POTENTIEL
LA METHODE DES IMAGES
LA METHODE NUMERIQUE
EQUIPEMENTS ELECTROTECHNIQUES
APPLICABILITE

Nicolaide, A. : **Utilisation d'une méthode des images pour la résolution des problèmes de champ électromagnétique potentiel.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 7, oct 1975, p. 330

L'ouvrage présente une méthode numérique ayant une grande applicabilité, particulièrement à l'étude du champ magnétique dans l'entrefer des machines électriques à armatures de forme compliquée.

CD 621.315.61 ; 621.315.616.9

ANALYSE DIFFERENTIELLE THERMOGRAVIMETRIQUE
VERNIS D'IMPREGNATION

Pîrligras, E., Kemeny, R., Cîmpulungeanu, G. : **Application de l'analyse différentielle thermogravimétrique à l'étude du durcissement et de la décomposition de certains vernis d'imprégnation de classe F.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 7, oct 1975, p. 334

On expose les procédés de séchage et de durcissement (polymérisation) des vernis électroisolants de classe F, à l'aide de l'analyse DTG.

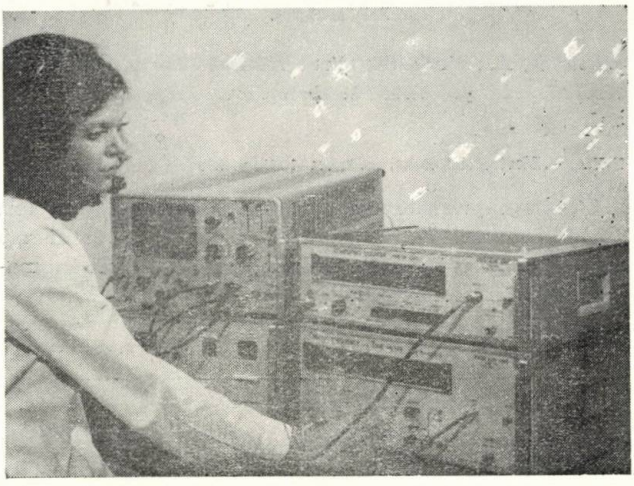
CD 621.315.612/615

ISOLATIONS FLEXIBLES
PAPIER MICANITE
PROPRIETES
UTILISATION

Nicola, Gr. et *Giurcanu, C.* : **Nouveaux types de matériaux à base de papier micanite**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 7, oct 1975, p. 339

On présente les nouveaux types d'isolations flexibles destinées à l'utilisation dans la construction de machines électriques pour la classe d'isolation thermique B, F et H, réalisées à ICME-Bucharest, à base de papier micanite sans ou avec support en tissu de verre ou feutre polyester.



Întreprinderea pentru instrumente de măsură electronice

Execută:

INSTRUMENTE DE MĂSURĂ ELECTRONICE

Generatoare de joasă frecvenţă
Generatoare de impuls
Voltmetre digitale
Instrumente digitale de măsurat frecvenţa şi timpul
Osciloscrafe

APARATE ELECTRONICE PENTRU DIAGNOSTIC MEDICAL

Electroencefalografe
Polifiziografe
Electrocardiografe

ANALIZOARE CU MAI MULTE CANALE
CALCULATOARE DIGITALE DE BIROU

Constructor:

ELEKTRONIKUS MÉRŐKÉSZÜLÉKEK GYÁRA
ÎNTREPRINDERE PENTRU INSTRUMENTE DE MĂSURĂ ELECTRONICE

H—1163 Budapest, Cziraky u. 26—32

Exportator:

METRIMPEX

H—1391 Budapest, Căsuţa poştală 202

Pentru aparate medicale

MEDICOR

H—1389 Budapest, Căsuţa poştală 150

PUBLICOM

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI-UNELTE ŞI ELECTROTEHNICII ŞI AL CONSILIULUI NAŢIONAL AL INGINERILOR ŞI TEHNICIENILOR DIN REPUBLICA SOCIALISTĂ ROMÂNIA. ÎNDRUMAREA ŞTIINŢIFICĂ: INSTITUTUL CENTRAL DE CERCETĂRI PENTRU ELECTRONICĂ, ELECTROTEHNICĂ, AUTOMATICĂ, MAŞINI-UNELTE ŞI MECANICĂ FINĂ.
EDITOR: OFICIUL DE INFORMARE DOCUMENTARĂ AL M.I.C.M.U.E. ŞI INSTITUTUL DE CERCETĂRI PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ (ICPE).

Anul 23 ELECTROTEHNICA nr. 7 Bucureşti, octombrie 1975

CZ 621.314.222/225

TRANSFORMATOARE RIDICĂTOARE
ÎNALTĂ TENSIUNE
LABORATOR DE MARE PUTERE

Alegerea transformatoarelor ridicătoare şi dimensionarea sistemului de bare de înaltă tensiune pentru laboratorul de mare putere

DUMITRU CÎRSTEA, OVIDIU RARINCA, AURELIAN PĂNOIU* — CRAIOVA

1. Introducere

Într-un material publicat recent [1] a fost prezentat, în ansamblu, laboratorul de mare putere, ca schemă generală de funcţionare, amplasament de utilaje şi realizare constructivă.

Necesitatea folosirii unor transformatoare de scurtcircuit ridicătoare rezultă ca ceva firesc, dacă luăm în consideraţie faptul că tensiunea nominală a generatoarelor de scurtcircuit este între 7,8—22 kV [1, 2], în timp ce gama tensiunilor nominale a echipamentului încercat este, în prezent, între 6—750 kV.

Alegerea caracteristicilor transformatoarelor de scurtcircuit ridicătoare şi a schemei de conexiuni pe partea de joasă şi înaltă tensiune constituie soluţii specifice fiecărui laborator de mare putere. În acest sens soluţiile adoptate pentru transformatoarele de la laboratorul de mare putere din Craiova, schemele de comutare pe joasă şi înaltă tensiune şi sistemul de bare de înaltă tensiune prezintă aspecte specifice, originale, şi urmează să fie prezentate în această lucrare.

2. Criterii de alegere a transformatoarelor ridicătoare de scurtcircuit

S-au adoptat unităţi monofazate, fiind mai uşor de construit şi mai economic, respectiv, mai eficient de utilizat, în diferite conexiuni serie-paralel, mono- şi trifazat. Tensiunea înfăşurării primare s-a corelat cu tensiunea de linie a generatorului de 12 kV.

Pentru stabilirea datelor înfăşurării secundare, s-a luat în consideraţie construcţia seriilor moderne de întrerupătoare de 110—750 kV, formate din mai multe elemente unitare, precum şi faptul că încercarea unui singur element (cameră de rupere) este concludentă pentru întrerupătorul luat în ansamblu. Astfel, tensiunea de încercare în monofazat de la un întrerupător de 110 kV cu o singură cameră de rupere este:

$$U_1 = 110\,\frac{1{,}3}{\sqrt{3}} = 82{,}5 \text{ kV},$$ în reţele cu neutrul pus la pământ sau:

$$U_2 = 110\,\frac{1{,}5}{\sqrt{3}} = 95{,}3 \text{ kV},$$ în reţele cu neutrul izolat.

Evident că, în cazul utilizării a două elemente de rupere la 110 kV, pentru încercarea unui singur element, tensiunea se reduce la jumătate, adică la 41,25, respectiv 47,65 kV.

Pentru a compensa eventualele căderi de tensiune s-a decis alegerea unei înfăşurări secundare formată din patru secţii, fiecare de 12,85 kV, care pot fi conectate serie-paralel, realizînd în secundarul transformatorului tensiunile de 12,85;25,70 ; 51,40 kV.

Pentru obţinerea tensiunilor mai ridicate s-au adoptat scheme de înseriere a două sau trei unităţi. În consecinţă, numai izolaţia principală, faţă de masă, s-a dimensionat pentru clasa 150 kV, iar restul izolaţiei a rămas la nivelul a 51 kV, asigurîndu-se astfel o izolaţie redusă a înfăşurărilor şi, deci, o stabilitate dinamică la scurtcircuit mai bună.

Tensiunea secundară maximă pe unitate a fost corelată şi cu posibilitatea extinderii acestui circuit direct de încercare, cu o schemă sintetică, în care această schemă devine circuitul

* Ing. *Cîrstea D.* este director adj. şt., ing. *Rarinca O.* şeful laboratorului de mare putere, iar ing. *Pănoiu A.* cercetător şt. principal la Centrul de cercetare şi proiectare „Electroputere" — Craiova.

de curent, iar tensiunea tranzitorie de restabilire este asigurată de un circuit oscilant [1].

S-a impus de asemenea, o impedanță de scurtcircuit foarte mică și o stabilitate termică și dinamică astfel încît cu cele trei generatoare în paralel să poată lucra chiar numai șase transformatoare. Din aceste considerente au rezultat puterea model de dimensionare și o formă adecvată soluției constructive cu două coloane, precum și posibilitățile de transport și montaj.

Sintetizate, caracteristicile tehnice ale transformatoarelor de scurtcircuit sînt următoarele:

- tipul constructiv: monofazat cu două coloane;
- puterea de tip (model): 80 MVA;
- puterea maximă de scurtcircuit admisă 2 s: 1500 MVA;
- tensiuni nominale: 12/12,85-25,75-1,4kV;
- impedanța de scurtcircuit, raportată la primar; pentru conexiunea 12/51,4 kV: ———0,043 ohmi;
- încercarea cu tensiune aplicată:
  - joasă-masă: ———45 kV,
  - înaltă-masă: ———250 kV;
- încercarea cu tensiune indusă: la 2 U_N;
- încercarea cu supratensiuni de comutație 250 ± 150/2500 ± 1000 μs, a înfășurării de înaltă tensiune (51,4 kV) la 495 kV_{max};
- curent limită dinamic:
  - înaltă tensiune ... 4 × 75 kA_{max},
  - joasă tensiune ... 320 kA_{max};
- ciclul de funcționare, la curenții maximi:
  - 0,3 s—pauză 0,3 s—0,3 s—pauză 15 s;
  - 0,3 s, cu o pauză de 50 min între două asemenea cicluri;
- gabarit: 4480 × 3200 × 6850 mm;
- greutate totală: 129 tone.

3. Scheme de conexiuni de joasă și înaltă tensiune

Transformatoarele ridicătoare, grupate cîte trei, aferente fiecărui generator, formează un bloc, ce permite utilizarea lor atît în sistem trifazat, cît și în monofazat. Schema de conectare a primarelor, cît și a secundarelor este dată în figura 1. Fiecare bloc este racordat prin 13 separatoare monopolare de 10 kV—6 300 A, la sistemul de bare colectoare al generatorului aferent. Aceasta permite legarea primarelor a două sau trei transformatoare atît în paralel între două faze, cît și legarea în stea sau triunghi, la utilizarea lor în conexiune trifazică. Cum între sistemele de bare colectoare există separatoare de cuplare longitudinală, un bloc de trei transformatoare poate fi alimentat de la oricare generator, în caz de nevoie.

Cele patru înfășurări secundare ale unui transformator pot fi legate în serie, paralel sau serie-paralel, pe capacul fiecărui transformator în parte; ieșirea la sistemul de bare de înaltă tensiune se face însă numai de pe două borne, cele extreme.

Sistemul de bare de înaltă tensiune, construit în interior, asigură distanțe efective în aer între două faze, sau între o fază și masă, de minimum 1150 mm. Prin proiectare, s-a obținut ca între două bare alăturate să nu apară în funcționare o tensiune mai mare de 51,4 kV, adică tensiunea maximă a unui transformator. Sistemul este format din trei secții,

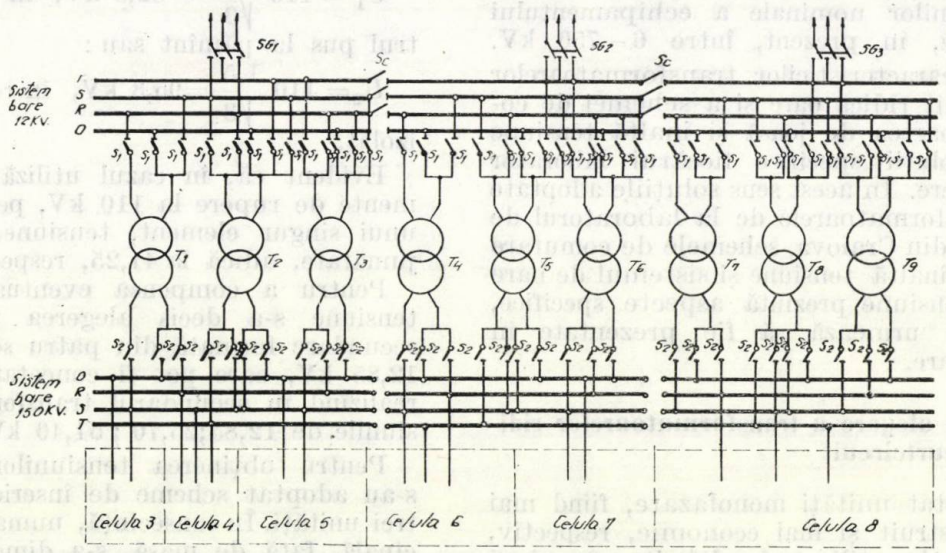


Fig. 1. — Schema de conectare a transformatoarelor ridicătoare de scurtcircuit:
1 — element controlat (bară sau eclisă); *2* — element reflectant; *3* — iluminator; *4* — receptor optic cu fotodiodă; *5* — contacte debroșabile; *6* — releu fotoelectric tip RF1.

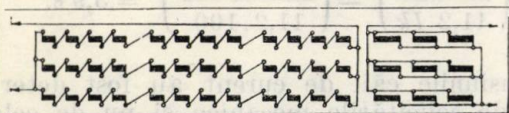
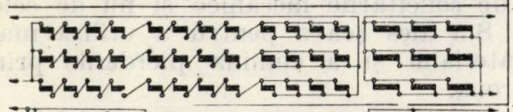
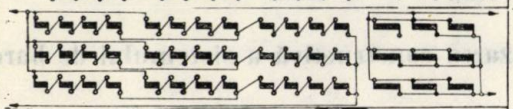
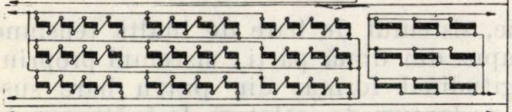
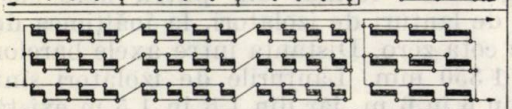
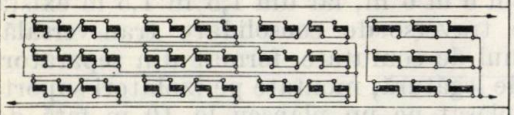
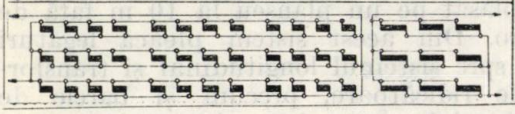
cîte una pentru fiecare generator. Fiecare bloc format din trei transformatoare se racordează prin intermediul a 10 separatoare de 110 kV—1 600 A la cîte o secție. Acestea, așa cum se poate vedea din figura 2 asigură legarea secundarelor a două sau trei transformatoare în

paralel-serie sau serie-paralel, precum și legarea în stea la utilizarea în regim trifazat.

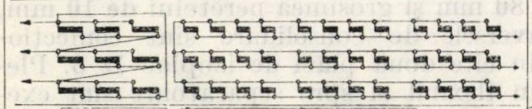
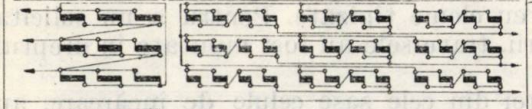
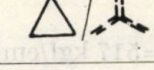
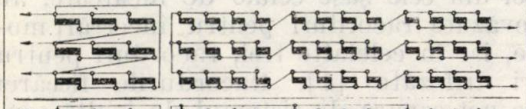
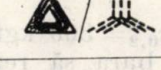
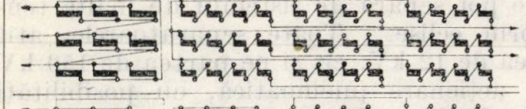
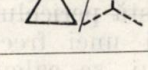
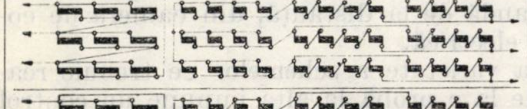
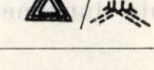
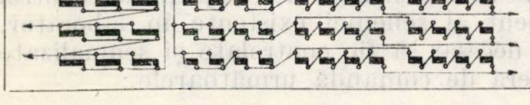
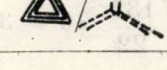
Există, deci, pentru fiecare bloc de trei transformatoare, trei posibilități de reglare în trepte a tensiunii: prin schimbarea conexiunilor pe partea primară, prin schimbarea conexiunilor pe partea secundară de înaltă tensiune și prin schimbarea conexiunilor între cele patru secundare pe fiecare transformator în parte.

Utilizînd conexiuni speciale este posibilă înserierea a două secții. Prin aceasta, posibilitățile de reglare în trepte a tensiunii se măresc foarte mult. În tabelele 1 și 2 sînt prezentate conexiunile, tensiunile ce se pot obține

Conexiuni transformatoare ridicătoare. Regim trifazat *Tabelul 1*

SCHEMA DE PRINCIPIU	Numărul schemei	Conexiunea realizată	Tens. trafo, kV	Tens. de încerc. K = 1,3	Tens. de încerc. K = 1,5	Tens. nom. ech. în trif.
	1		12 / 12,85	—	10,4	12
	2		12 / 25,7	—	15,2 20,9	17,5 24
	3		12 / 38,55	—	31,4	36
	4		12 / 51,4	— 46	45,2 —	52 123
	5		12 / 102,8	92 —	— 87	123 100
	6		12 / 115,65	109	107 —	123 145
	7		12 / 154,2	131	148	175

Conexiuni transformatoare ridicătoare. Regim trifazat *Tabelul 2*

SCHEMA DE PRINCIPIU	Numărul schemei	Conexiunea realizată	Tensiunea trafo, kV	Tensiunea nominală, kV
	1		12 / 22,2	17,5
	2		12 / 44,4	36
	3		12 / 66,6	52
	4		12 / 88,8	72,5
	5		12 / 110	110
	6		12 / 132	123

comparativ cu cele necesare diverselor încercări. Din studierea lor rezultă că se pot efectua încercări pentru orice tensiune nominală pînă la 400 kV, utilizînd generatoarele la tensiunea maximă, deci, cu pierderi minime de putere.

4. Verificarea dimensionării sistemului de bare de I.T.

Sistemul de bare de înaltă tensiune a fost dimensionat pentru a rezista, dinamic, la un curent de 250 kA_{max} și, termic, la 100 kA_{ef} timp de 4 s. În aceste condiții limită se poate efectua cîte un scurtcircuit la 45 minute.

Separatoarele de 110 kV — 1 600 A, avînd fiecare un curent limită dinamic de 100 kA_{max} sînt utilizate în condițiile limită, doar la 80 kA_{max}. Aceasta se realizează datorită faptului că un separator este totdeauna cale de curent numai pentru curentul debitat de un transformator. Calculele de verificare se fac după [3].

Barele de înaltă tensiune, realizate din țeavă de aluminiu, cu dimensiunea exterioară de Ø 80 mm și grosimea peretelui de 10 mm, sînt supuse la solicitarea de încovoiere, datorită curenților de scurtcircuit, ce le parcurg. Cum între două bare învecinate există traverse de consolidare, trebuie luată în calcul numai lungimea liberă maximă între două asemenea consolidări. Considerînd cazul cel mai defavorabil, acela al unui scurtcircuit monofazat, forța uniform distribuită ce lucrează asupra barei va fi :

$$F_t = 2{,}04 \frac{i_{max}^2 \, l}{a} 10^{-2} =$$

$$= 2{,}04 \frac{250^2 . 150}{135} \cdot 10^{-2} = 1\,418 \text{ kgf},$$

unde :

i_{max} este valoarea maximă a curentului;
l — lungimea maximă între două consolidări;
a — distanța între axele celor două bare.

Efortul în bară va fi :

$$\sigma_t = \frac{F_{t.1}}{12 . W} = \frac{1\,418 . 150}{12 . 34{,}2} = 517 \text{ kgf/cm}^2.$$

Pentru bara din aluminiu $\sigma_{0,2} = 300$ kgf/cm². Condiția impusă pentru ca bara să reziste : $\sigma_t \leqslant 2\sigma_{0,2}$ este îndeplinită.

Pentru a vedea dacă nu există pericolul amplificării solicitărilor, datorită unei frecvențe proprii prea mici a sistemului, se calculează raportul $\frac{f_{00}}{f}$ al unei porțiuni de lungime maximă :

$$\frac{f_{00}}{f} = \frac{3{,}42}{l^2} \sqrt{\frac{J_t}{A_t}} 10^4 = \frac{3{,}42}{150^2} \sqrt{\frac{137}{22}} \cdot 10^4 = 3{,}8.$$

Pentru această valoare, factorul de multiplicare a eforturilor este $\sigma_F = 1$.

Toate calculele s-au făcut pentru cazul cel mai defavorabil. Rezultă, deci, că sistemul de bare de înaltă tensiune este corespunzător dimensionat mecanic pentru curentul impus.

Pentru solicitarea termică [3], pentru o încălzire admisibilă de 130°C, avem timpul de trecere a curentului :

$$t = \left(\frac{A_t}{11{,}2 . Ik} \right)^2 = \left(\frac{2\,200}{11{,}2 . 100} \right)^2 = 3{,}9 \text{ s}.$$

Dimensiunile căii de curent au fost determinate de solicitările mecanice și nu de cele termice. S-a ales țeava pentru a utiliza mai bine materialul și a elimina pierderile prin efect corona.

5. Realizarea constructivă a sistemului de bare de I.T.

Practic, sistemul de bare de înaltă tensiune este compus din două părți : sistemul propriu-zis, longitudinal format din patru bare suspendate de lanțuri de izolatori, la înălțimea de 12 m de cota zero. Distanța între axele barelor este de 1 350 mm. Lanțurile de izolatori sînt prinse din 6 în 6 m, iar din 1,5 în 1,5 m există montate traverse de consolidare transversală.

Sistemul de comutare, format din separatori și bare de legătură, montate pe izolatori suport, este amplasat pe un planșeu la 10 m față de cota zero. Din acest sistem pleacă legături flexibile spre sistemul longitudinal și transformatoarele ridicătoare, precum și barele de racord în celulă. Între bare sînt montate traverse de consolidare.

Pentru ambele construcții s-a utilizat ca bară, țeavă din aluminiu cu diametrul exterior de 80 mm și grosimea peretelui de 10 mm, iar traversele de consolidare sînt confecționate din cîte două plăci de izoplac Iz 3. Plecările în flexibil și spre separatoare sînt executate cu cleme tipizate. Pentru a nu solicita izolatorii, traversele au fost montate în dreptul lor.

În trei din cele șase celule de încărcare, au fost prevăzute racorduri pentru încercări monofazate, iar în celelalte trei, racorduri pentru încercări trifazate [1]. Racordurile fiecărei celule se pot separa de sistemul de înaltă tensiune prin eclise. Toate separatoarele, atît pe partea de 12 kV, cît și pe partea de 150 kV sînt cu acționare pneumatică, cu posibilități de comandă de la distanță, din camera de comandă electrică.

Marea varietate a schemelor ce trebuie realizate de la o probă la alta impune un control permanent al schemei existente în laborator.

Este necesar să fie controlate și semnalizate în camera de comandă următoarele :

a) modul de legare a celor 4 înfăşurări secundare ale transformatoarelor ridicătoare de scurtcircuit, înfăşurări ce pot fi conectate în serie, paralel, sau mixt.;

b) prezenţa ecliselor prin care celulele de încercare se conectează la sistemul de bare de 150 kV;

c) poziţia separatoarelor atît din sistemul de *IT*, cît şi din sistemul de *JT*.

O rezolvare a semnalizărilor din grupa *a*) şi *b*) trebuie să ţină cont şi de nivelul de izolaţie a elementelor controlate, în cazul de faţă fiind cel corespunzător tensiunii de maxim

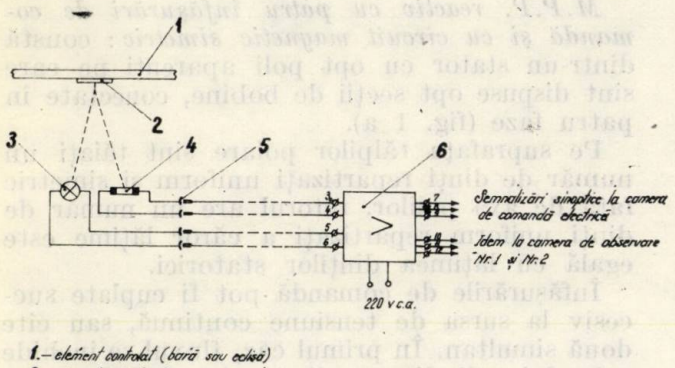


Fig. 2. Schema de principiu a semnalizării poziţiilor legăturilor de înaltă tensiune.

150 kV. S-a ales soluţia controlului cu spot luminos, funcţionînd prin returul spotului în prezenţa elementului controlat şi semnalizarea pe schema sinoptică. În acest scop s-au folosit relee fotoelectrice tip RF_1 executate la IAMC-Otopeni, asociate cu un iluminator şi fotorezistenţă ca accesorii. Accesoriile sînt montate la locul controlat. Lungimea maximă pînă la releul propriu-zis nu depăşeşte 25 m. Rezolvarea semnalizărilor din grupa *c* nu ridică probleme deosebite, semnalizarea făcîndu-se cu ajutorul contactelor auxiliare ale separatorului.

6. Concluzii

Prin adoptarea soluţiilor expuse, posibilităţile de încercare ale laboratorului de mare putere au crescut mult. Se asigură, astfel, încercarea întrerupătoarelor de orice tensiune nominală utilizată în prezent, folosind generatoarele la tensiunea maximă, deci, la maximum de putere ce se poate obţine.

Bibliografie

]1] *Cîrstea, D., Rarinca, O., Rotileanu, P., Curelaru, A.* Laboratorul de mare putere al uzinelor Electroputere — Craiova. În: Electrotehnica **21**, nr. 9, 1973 p. 333—342.
]2] *Stanciu, V.* Der Synchrongenerator als Prüfquelle in Hochleistungsversuchs und Prüffeld. În: Lucrările ICPE, nr. 22, 1969, p. 57—70.
]3] *** Siemens. Memoratorul inginerului electrician. Bucureşti, Editura tehnică, 1971.

Intrat în redacţie la 21.III.1974

CZ 621.316.5

MOTOR PAS CU PAS REACTIV
REDUCTOR
ÎNTREFIER AXIAL

Motor pas cu pas reactiv de tip reductor cu întrefier axial

A. KELEMEN, M. CRIVII, A. SZEKELY*—CLUJ

1. Introducere

Motoarele pas cu pas reactive polifazate, cu un singur stator, pot realiza, în funcţionare, paşi foarte mici ajungînd pînă la fracţiuni de grad. Din punct de vedere constructiv, aceste motoare pot fi executate cu trei sau mai multe înfăşurări de comandă.

Numărul minim de înfăşurări de comandă necesare pentru asigurarea reversării este de trei; totuşi M.P.P. cu patru înfăşurări de comandă au o utilizare mai largă, datorită următoarelor avantaje:

— prezintă o mai bună utilizare a materialelor active, deoarece pentru o cuplare simultană a două înfăşurări de comandă cuplul electromagnetic creşte de $\sqrt{2}$ ori;

— au o zonă de stabilitate de 90° faţă de numai 60° în cazul motoarelor cu trei înfăşurări de comandă;

— cuplul de pornire este egal cu 0,7 $M_{s\,max}$;

— pentru aceeaşi valoare a pasului, în cazul M.P.P. cu patru înfăşurări de comandă, numărul dinţilor şi diametrul rotorului este mai mic ca în cazul M.P.P. cu trei înfăşurări de comandă, ceea ce asigură o funcţionare mai bună din punct de vedere dinamic.

2. Tipuri şi particularităţi constructive ale M.P.P. reactive de tip reductor cu patru înfăşurări de comandă

În cazul M.P.P. reactive cu un stator şi mai multe înfăşurări de comandă, pentru a se asi-

* Dr. ing. *A. Kelemen* este conferenţiar, dr. ing. *M. Crivii* este şef de lucrări, iar *A. Szekely* este ing. cercet. la Catedra de electrotehnică I.P. Cluj-Napoca.

gura o rotație uniformă a rotorului, este necesar ca între dinții rotorici și cei statorici, care se găsesc pe polii ale căror înfășurări urmează să fie alimentate, să existe un decalaj unghiular egal cu $360°/m\,Zr$ (unde : Zr este numărul de dinți rotorici, iar m — numărul de faze). Pentru fiecare comutare a înfășurărilor de comandă axa cîmpului magnetic statoric se rotește cu un unghi egal cu un pas polar statoric $\theta = \frac{360}{2_p}$ (unde : p —este numărul polilor statorici). În acest caz motorul se va roti cu un unghi egal cu un pas $\theta_p = \frac{360°}{mZ_r}$.

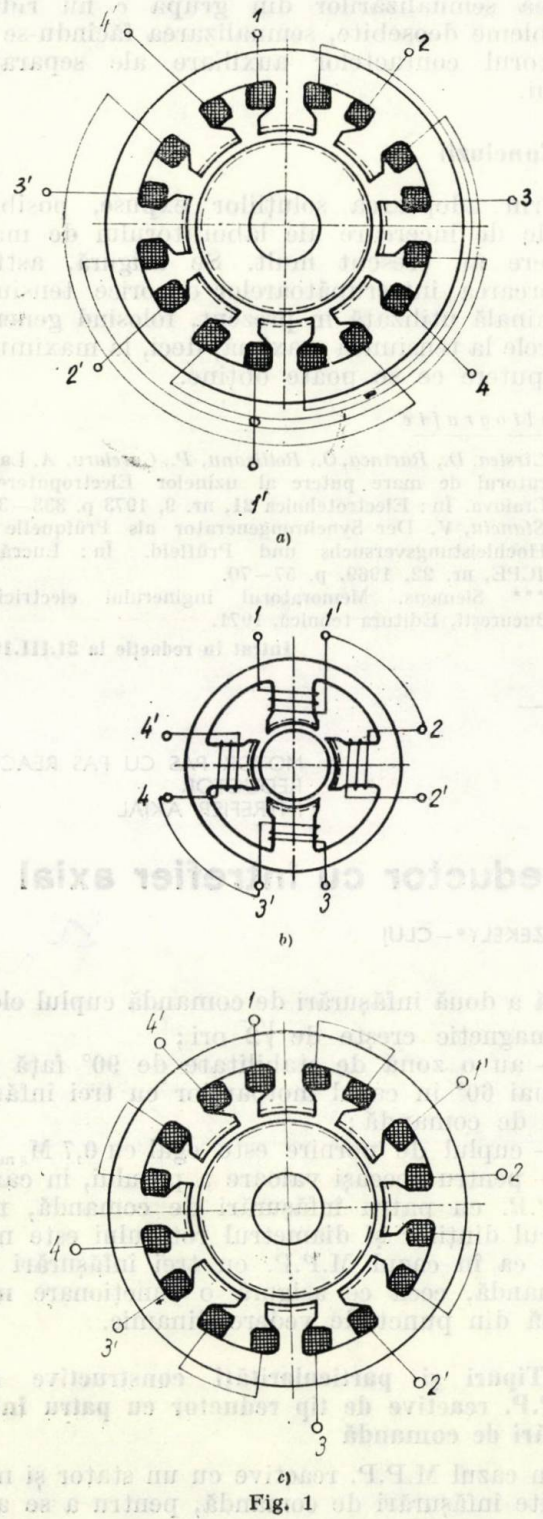


Fig. 1

Rezultă că rotorul execută o rotație elementară (pas) de θ/θ_p ori mai mică decît cîmpul magnetic. Raportul θ/θ_p se numește coeficient de reducere electromagnetică, iar aceste M.P.P. reactive sînt de tip reductor. Se deosebesc trei tipuri constructive de astfel de motoare.

M.P.P. reactiv cu patru înfășurări de comandă și cu circuit magnetic simetric : constă dintr-un stator cu opt poli aparenți pe care sînt dispuse opt secții de bobine, conectate în patru faze (fig. 1 a).

Pe suprafața tălpilor polare sînt tăiați un număr de dinți repartizați uniform și simetric față de axa polilor, rotorul are un număr de dinți uniform repartizați a căror lățime este egală cu lățimea dinților statorici.

Înfășurările de comandă pot fi cuplate succesiv la sursa de tensiune continuă, sau cîte două simultan. În primul caz, fluxul se închide prin doi poli diametrali, iar în al doilea caz, fluxul se închide prin doi poli vecini, în acest caz la crearea cuplului iau parte patru poli.

M.P.P. cu patru înfășurări de comandă și cu sistem magnetic nesimetric (fig. 1 b.), are numai patru poli aparuți pe care sînt dispuse cele patru înfășurări de comandă, fiecare înfășurare fiind alcătuită dintr-o singură secție, succesiunea alimentării fazelor fiind 1,2—2,3—3,4—4,1 ... Avantajul acestui tip de motor constă în faptul că dezvoltă un cuplu mai mare pe unitatea de greutate, decît în cazul motoarelor cu sistem magnetic simetric. Ele prezintă, însă, dezavantajul unor cupluri de frecări suplimentare, datorită unor forțe de atracție nesimetrice.

M.P.P. cu opt înfășurări de comandă și sistem magnetic nesimetric : (fig. 1 c.) realizează valori unghiulare ale pasului θ_p mai mici, pentru același număr de dinți statorici și rotorici. Statorul are opt poli aparenți pe care sînt dispuse opt bobine ce formează cele opt înfășurări de comandă.

Înfășurările de comandă se alimentează cîte două, simultan, cu impulsuri de aceeași polaritate. Și în cazul acestui tip de motor apar forțe magnetice nesimetrice, ceea ce la motoarele peste o anumită putere crează zgomot în funcționare.

3. Motor pas cu pas reactiv cu întrefier axial

Ca exemplu de realizare a unui motor pas cu pas de tip reductor vom prezenta motorul pas cu pas cu întrefier axial, realizat la I. P. Cluj în cadrul laboratorului de acționări.

În figura 2 este reprezentată o secțiune transversală prin acest motor. Motorul are patru înfășurări de comandă dispuse pe 8 poli statorici și un circuit magnetic simetric. Pe fiecare pol, statoric sînt cîte 6 dinți. Dinții rotorici au același pas unghiular ca și cei statoric și sînt în număr de 50 astfel, încît pasul motorului este : $\theta_p = 1{,}8°$.

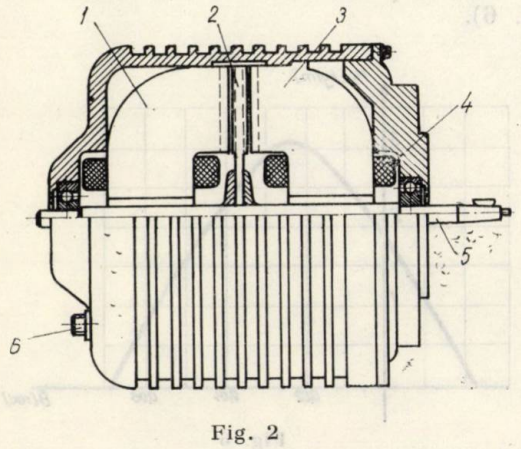


Fig. 2

Bobinele unei înfășurări de comandă sînt situate pe patru poli aparenți, astfel încît pe fiecare pol aparent se găsesc două bobine a două înfășurări succesive. În cazul alimentării simultane a cîte două înfășurări de comandă la crearea cuplului participă 8 poli statorici.

Cuplul static sincronizant

Expresia cuplului electromagnetic, dezvoltat de motor, poate fi scrisă, în funcție de variația permeanței întrefierului, prin care se închide fluxul la un tact de comandă [1]:

$$M_s = 5\,100\,\frac{2p}{m}\,Z_r \cdot l_a \cdot F_\delta^2 \cdot \left(\frac{\mathrm{d}\lambda_\delta}{\mathrm{d}\theta_{\max}}\right), \text{ gf.cm}, \qquad (1)$$

în care : $2p$ este numărul polilor rotorici ; F_δ — forța magnetomotoare, corespunzătoare celor două întrefieruri de sub tălpile statorului, prin care se închide fluxul ; l_a — lungimea activă a polilor ; λ_δ — permeanța totală a celor două întrefieruri.

Pentru determinarea permeanței totale λ_δ trebuie să se țină seamă de faptul că, curba permeanței întrefierului sub un pol statoric va fi decalată cu 90° față de curba permeanței sub polul vecin.

Adică, se poate scrie :

$$\lambda_\delta = \frac{\lambda_{\delta_1}(\theta) \cdot \lambda_{\delta_1}(\theta + 90°)}{\lambda_{\delta_1}(\theta) + \lambda_{\delta_1}(\theta + 90°)} \cdot Z_p, \qquad (2)$$

unde Z_p este numărul de dinți pe un pol statoric.

Caracteristica $\lambda_\delta(\theta)$ se poate construi utilizînd metoda prezentată în [2] cu ajutorul relațiilor :

— Pentru : $0 \leqslant x \leqslant \frac{c}{2}$,

$$\lambda_\delta = \frac{\mu_0(a-x)}{\delta} + \mu_0 \frac{4{,}6}{\alpha} \log\left(1 + \frac{\alpha x}{\delta}\right) +$$

$$+ \mu_0 \frac{2{,}3}{\alpha} \log \frac{\delta + \alpha(c-x)}{\delta + 2x} + \mu_0 \frac{x}{\delta + \alpha(c-x)};$$

— pentru : $\frac{c}{2} \leqslant x \leqslant c$;

$$\lambda_\delta = \frac{\mu_0(a-x)}{\delta} + \mu_0 \frac{4{,}6}{\alpha} \log\left(1 + \frac{\alpha c}{2\delta}\right) +$$

$$+ \mu_0 \frac{4{,}6}{\alpha} \log \frac{\delta + \frac{\alpha c}{2}}{\delta + \alpha(c-x)} + \mu_0 \frac{c-x}{\delta + \alpha(c-x)};$$

— pentru : $a \leqslant x \leqslant \frac{a+c}{2}$,

$$\lambda_\delta = \mu_0 \frac{4{,}6}{\alpha} \log \frac{\delta + \frac{\alpha c}{2}}{\delta + \alpha(x-a)} +$$

$$+ \mu_0 \frac{4{,}6}{\alpha} \log \frac{\delta + \frac{\alpha c}{2}}{\delta + \alpha(c-x)} + \mu_0 \frac{x-a}{\delta + \alpha(x-a)} +$$

$$+ \mu_0 \frac{c-x}{\delta + \alpha(c-x)};$$

În care : $\alpha = 1$, pentru $c/\delta < 10$ și $\alpha = 1{,}1$, pentru $c/\delta > 10$;

μ_0 este permeabilitatea magnetică a aerului, H/cm ;

δ — mărimea întrefierului, cm ;

c — lățimea unei crestături, cm ;

a — lățimea unui dinte, cm ;

$x = \frac{\theta}{360} \cdot (a + c) \cdot$

În relațiile (3) s-a calculat caracteristica $\lambda_\delta(\theta)$ reprezentată în figura 3.

Expresia $\delta\lambda_\delta/\mathrm{d}\theta$ care intră în relația cuplului este reprezentată grafic în figura 4. Circuitul magnetic prin care se închide fluxul conține reluctanța circuitului magnetic

R_{Fe} este în serie cu reluctanța întrefierului R_δ. Acest circuit este străbătut de un flux Φ determinat de forța magnetomotoare F.

$$F = F_{Fe} + F_\delta = \Phi \cdot R_{Fe} + \Phi \cdot R_\delta = \frac{\Phi}{\lambda_{Fe}} + \frac{\Phi}{\lambda_\delta}. \tag{4}$$

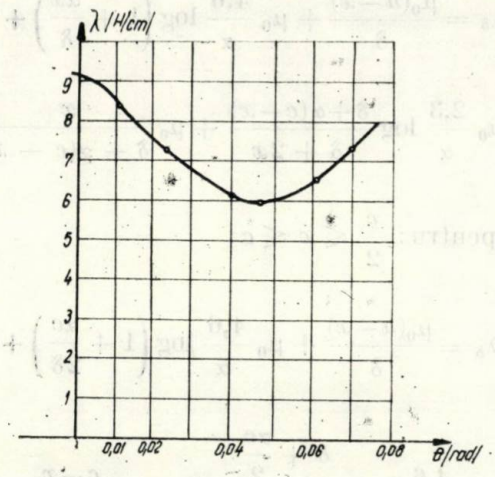


Fig. 3

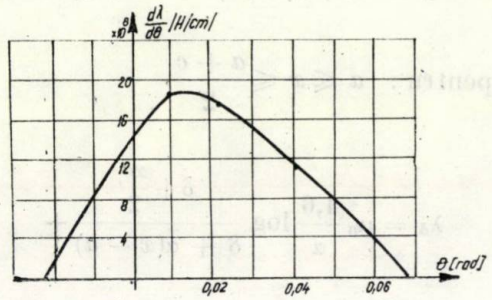


Fig. 4

Determinarea celor două componente F_{Fe} și F_δ se face în mod grafic pentru fiecare valoare a unghiului θ. Pentru aceasta se trasează caracteristica $\Phi = f(F_{Fe})$ (fig. 5) și caracteristica $\Phi = f(F_\delta)$, dată de relația:

$$\lambda_\delta = \frac{1}{R_\delta} = \frac{\Phi}{F_\delta} = \operatorname{tg} \varphi. \tag{5}$$

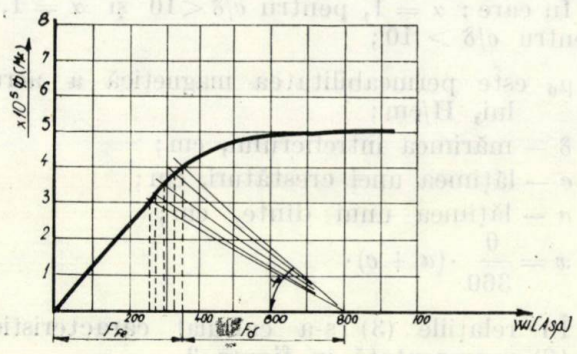


Fig. 5

Punctul de intersecție a celor două caracteristici determină forțele magnetomotoare corespunzătoare F_{Fe} și F_δ.

În final cu ajutorul relației (1), în care toate mărimile au fost determinate se trasează caracteristica cuplului static sincronizant $M_s(\theta)$ (fig. 6).

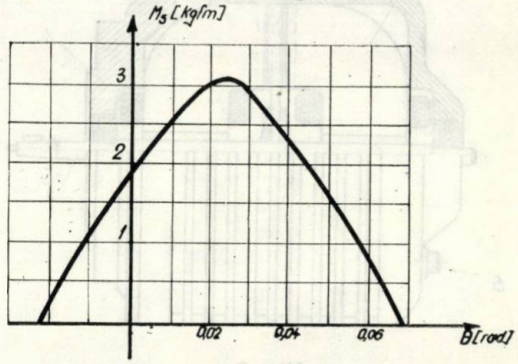


Fig. 6

Prin metoda grafoanalitică prezentată a fost trasată grafic caracteristica cuplului sincronizant, reprezentată în figura 6, pentru motorul pas cu pas realizat.

4. Concluzii

Motorul pas cu pas, prezentat, avînd alimentare prin impulsuri, este, prin excelență, un element de execuție ideal în sistemele de comandă cu program sau comandă numerică. Din caracteristicile de funcționare a motorului se pot determina domeniile frecvenței de lucru, care să asigure motorului o funcționare sigură (fără pierderi de pași), atît în regim stabilizat de funcționare, cît și în regimuri tranzitorii.

Acest tip de motor are avantaje nete față de celelalte tipuri, prin faptul că, inerția rotorică este cu mult mai redusă, ceea ce asigură o turație mai mare. De asemenea, prin mărirea suprafeței active aproape de dublu se asigură motorului un cuplu electromagnetic mai mare.

Bibliografie

[1] *Crivii, M.* Studii privind acționările electrice cu motoare pas cu pas. Teză de doctorat. Institutul politehnic Iași, 1974.

[2] *Mc. Nanght, D.* Electro-hydraulic Pulsed Control System. În: Machinery and Production Engineering, nr. 12, 1967.

Intrat în redacție la 13.I.1975

CZ 621.313.39.014

MOTOR ASINCRON LINIAR
SCHEME ECHIVALENTE
POMPE MHD PLANE

Schemele echivalente ale motoarelor asincrone liniare şi ale pompelor MHD plane

OVIDIU PEŞTEANU* — BRAŞOV

Introducere

Analiza efectului de capăt transversal şi a fluxurilor magnetice longitudinale din întrefierul maşinilor asincrone liniare, bazată pe rezultatele prezentate în literatura românească de specialitate, conduce la obţinerea unor scheme echivalente pe fază relativ simple pentru motoarele asincrone liniare şi pentru pompele MHD plane. Cu ajutorul acestor scheme se pot determina curenţii nesimetrici şi forţa dezvoltată de motor, respectiv variaţia presiunii statice în lungul canalului pompei MHD.

La calculul curenţilor motorului asincron trifazat liniar cu stator bilateral plan scurt trebuie să se ţină seama de următoarele patru fenomene: efectul de capăt transversal [1]; fluxurile magnetice longitudinale din întrefier [4], [5]; fenomenul de stator plan scurt [2] (denumit şi efect de capăt longitudinal static) [3] şi fenomenele de margine de intrare şi de ieşire [2], cunoscute şi sub denumirea de efect de capăt longitudinal dinamic.

În cele ce urmează se analizează primele două fenomene (din cele patru amintite), pentru cazul motoarelor asincrone liniare, respectiv, pentru pompele MHD plane, avînd statoare bilaterale plane scurte cu numere pare de poli şi polii marginali complet bobinaţi.

1. Analiza efectului de capăt transversal şi determinarea schemei echivalente a motorului asincron liniar

Un studiu amănunţit, atît teoretic, cît şi experimental, al efectului de capăt transversal este prezentat în lucrările [6], [7], [8], [2] pentru motorul asincron cu rotorul în formă de pahar. Relaţiile determinate în lucrările amintite se pot utiliza şi în cazul motoarelor asincrone liniare cu statoare bilaterale plane.

Se notează: rezistivitatea indusului cu ρ; lăţimea ideală a statorului cu l_i; lăţimea indusului cu l_2; grosimea indusului cu Δ; pulsaţia tensiunilor de alimentare a înfăşurării statorului cu ω_1 şi alunecarea cu s. Dacă se neglijează saturaţia circuitului magnetic, pierderile în fier şi efectele de capăt longitudinale, atunci reprezentarea în complex a mediei în direcţia transversală (faţă de direcţia de mişcare a indusului) a inducţiei magnetice din întrefier este [2]:

$$\underline{B}_{\delta m} = \frac{\mu_0 \tau}{\delta' \pi \xi_i} j \underline{A}_{m1} \frac{1}{1 + jk} \left(\frac{jkX}{Y + jZ} + \xi_i \right), \quad (1)$$

în care:

$$k = \frac{s \omega_1 \mu_0 \Delta \tau^2}{\pi^2 \delta' \rho}, \quad (2)$$

$$\xi_i = \frac{\pi}{2} \frac{l_i}{\tau}, \quad \xi_2 = \frac{\pi}{2} \frac{l_2}{\tau}, \quad (3)$$

$$j\underline{A}_{m1} = \frac{m_1 w_1 k_{w1} \underline{I}_1 \sqrt{2}}{p\tau}, \quad (4)$$

iar: X, Y şi Z sînt nişte funcţii dependente de k, ξ_i şi ξ_2, expresiile lor fiind prezentate în [2]. În relaţiile (1) şi (2) lăţimea întrefierului echivalent este $\delta' = k_C \delta$, în care coeficientul lui Carter k_C se calculează cu expresiile exacte prezentate în lucrarea [11] pentru o lăţime egală cu semilăţimea $\frac{\delta}{2}$ a întrefierului real, deoarece întrefierul are o configuraţie simetrică în raport cu planul său median [12]. Utilizînd relaţiile (1) şi (4), reprezentarea în complex a tensiunii electromotoare indusă într-o fază a înfăşurării statorului:

$$\underline{U}_{e1} = - j\omega_1 w_1 k_{w1} \frac{2}{\pi} \tau l_i \frac{\underline{B}_{\delta m}}{\sqrt{2}}, \quad (5)$$

devine:

$$\underline{U}_{e1} = - jX_m \underline{I}_1 \frac{1}{\xi_i} \frac{1}{1 + jk} \left(\frac{jkX}{Y + jZ} + \xi_i \right), \quad (6)$$

în care X_m este reactanţa circuitului magnetizant:

$$X_m = \frac{\omega_1 m_1 \mu_0 (w_1 k_{w1})^2 \frac{2}{\pi} \tau l_i}{\pi p \delta'}. \quad (7)$$

În continuare, se utilizează expresia exactă a coeficientului k_r de creştere a rezistenţei indusului datorită efectului de capăt transversal [2]:

$$k_r = \sqrt{\frac{(kX + \xi_i Z)^2 + \xi_i^2 Y^2}{(\xi_i Y - X)^2 + \xi_i^2 Z^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \varepsilon^2}}, \quad (8)$$

unde:

$$\varepsilon = \frac{X [\xi_i (kY - Z) - kX]}{\xi_i [\xi_i (Y^2 + Z^2) + kXZ - XY]}. \quad (9)$$

* Ing. *O. Peşteanu* este asistent la Universitatea din Braşov.

Expresia (6) se mai poate scrie sub forma :

$$-jX_m \frac{\underline{I}_1}{\underline{U}_{e1}} = jk \frac{\xi_i Y - X + j\xi_i Z}{\xi_i Y + j(kX + \xi_i Z)} + 1. \quad (10)$$

Argumentele din ultima relaţie se notează cu

$$\nu_1 = \operatorname{arctg} \frac{\xi_i Z}{\xi_i Y - X}, \quad \nu_2 = \operatorname{arctg} \frac{kX + \xi_i Z}{\xi_i Y}; \quad (11)$$

utilizînd notaţiile (11), relaţia (10) devine :

$$-jX_m \frac{\underline{I}_1}{\underline{U}_{e1}} =$$

$$= jk \sqrt{\frac{(\xi_i Y - X)^2 + \xi_i^2 Z^2}{(kX + \xi_i Z)^2 + \xi_i^2 Y^2}} e^{j(\nu_1 - \nu_2)} + 1. \quad (12)$$

Folosind relaţiile (11) şi (9) după cîteva calcule se obţine :

$$\operatorname{tg}(\nu_1 - \nu_2) = \frac{\operatorname{tg}\nu_1 - \operatorname{tg}\nu_2}{1 + \operatorname{tg}\nu_1 \operatorname{tg}\nu_2} = -\varepsilon. \quad (13)$$

Ţinînd seama de expresiile (8) şi (13), relaţia (12) se mai poate scrie sub forma :

$$-jX_m \frac{\underline{I}_1}{\underline{U}_{e1}} = jk \frac{1}{k_r \sqrt{1 + \varepsilon^2}} e^{-j \operatorname{arctg} \varepsilon} +$$

$$+ 1 = j \frac{k}{k_r} \frac{1}{1 + j\varepsilon} + 1. \quad (14)$$

În [2] se deduce, însă, relaţia :

$$\frac{k}{k_r} = \frac{sX_m}{R_2'}, \quad (15)$$

în care :

$$R_2' = k_r R_{20}', \quad (16)$$

$$R_{20}' = m_1 (w_1 k_{w1})^2 \frac{2\rho l_i}{p \Delta \tau}. \quad (17)$$

Rezultă că relaţia (14) se mai poate scrie sub forma :

$$-\frac{\underline{I}_1}{\underline{U}_{e1}} = \frac{1}{\frac{R_2'}{s} + jX_{\sigma 2d}'} + \frac{1}{jX_m}, \quad (18)$$

în care :

$$X_{\sigma 2d}' = \varepsilon \frac{R_2'}{s}. \quad (19)$$

Relaţiei (18) îi corespunde schema echivalentă reprezentată în figura 1, în care $\underline{Z}_{\sigma 1}$ este impedanţa complexă de scăpări pe fază a statorului. O schemă asemănătoare este dedusă în [9], utilizînd însă ipoteza că, în porţiunile laterale ale indusului (exterioare întrefierului), componenta transversală a densităţii de curent

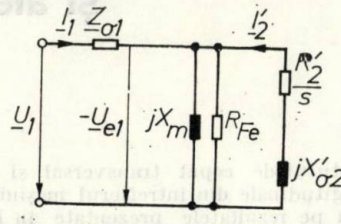
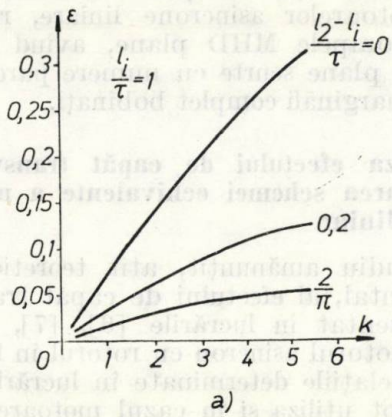


Fig. 1. Schema echivalentă pe fază a motorului asincron liniar.

este egală cu zero. Reactanţa de scăpări (raportată) $X_{\sigma 2d}'$ a indusului apare datorită faptului că o parte din fluxul magnetic produs de indus se închide prin armăturile statorului după o direcţie transversală [1], fiind numită, din acest motiv, reactanţă de scăpări de „decuplaj" magnetic dintre indus şi stator [9].

Determinările efectuate pe calculator arată că mărimea ε, dată de relaţia (9), se micşorează la creşterea mărimilor $\frac{l_2 - l_i}{\tau}$ şi $\frac{1}{k}$ (fig. 2*a*); ε are, în general, valori mai mari în cazul unor motoare înguste, însă în cazul unor lăţimi l_i foar-



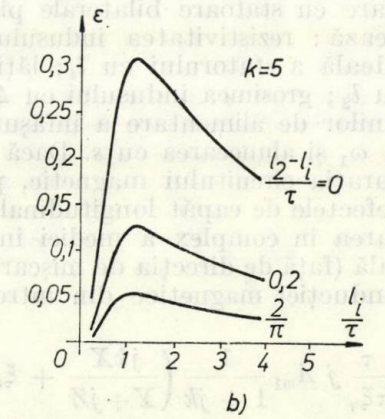


Fig. 2. Curbele teoretice ale mărimii ε funcţie de k şi de dimensiunile motorului asincron liniar.

te mici se micşorează fluxurile magnetice transversale produse de indus, deci scade şi mărimea ε (fig. 2*b*). În cazul motoarelor asincrone liniare pentru care $k \leqslant 5{,}5$ şi $\frac{l_2 - l_i}{\tau} \geqslant \frac{2}{\pi}$ se poate neglija ε (fig. 2) şi, deci, se poate neglija, conform relaţiei (19), reactanţa de scăpări $X'_{\sigma 2d}$, mai ales dacă se ţine seama de faptul că, în realitate, $X'_{\sigma 2d}$ are valori mai mici decît cele calculate, în urma micşorării fluxurilor magnetice transversale produsă de următoarele două cauze :

— *reluctanţa pachetului* statoric de tole în direcţia transversală este mai mare decît reluctanţa în direcţia longitudinală, datorită izolaţiei tolelor ;

— *acţiunea demagnetizantă* a curenţilor turbionari produşi în tole prin variaţia în timp a fluxurilor magnetice transversale.

De menţionat este faptul că, dacă în relaţiile obţinute în [1] se înlocuiesc notaţiile cu cele folosite în [2], atunci se poate regăsi, după cîteva calcule, expresia (1) a inducţiei magnetice determinată în [7], [8], [2].

Saturaţia circuitului magnetic se ia în consideraţie înlocuind în relaţiile (1), (2) şi (7) lăţimea întrefierului echivalent δ' cu lăţimea $\delta'' = k_s \delta'$, în care k_s este coeficientul de saturaţie [2], şi înlocuind în expresiile (5) şi (7) coeficientul $\frac{2}{\pi}$ cu produsul $\alpha_i k_f$ [2]. Pierderile în fier se iau în consideraţie prin introducerea în schema echivalentă din figura 1 a unei rezistenţe R_{Fe}, în care se dezvoltă o putere egală cu o treime din pierderile în fierul statoric [2].

2. Analiza fluxurilor magnetice longitudinale din întrefier şi determinarea schemei echivalente a motorului asincron liniar şi a pompei MHD plane

Pentru a studia schema echivalentă pe fază a motorului asincron liniar, ţinînd seama de fluxurile magnetice longitudinale din întrefier (atît din aer, cît şi din indus), se vor utiliza relaţiile deduse în [4], pentru pompa MHD plană şi demonstraţiile prezentate în [10], pentru motorul asincron cu cilindru de etanşare în întrefier. Analog ca în lucrările amintite se vor neglija, iniţial, efectul de capăt transversal, saturaţia circuitului magnetic, pierderile în fierul statoric şi efectele de capăt longitudinale.

Pentru început se consideră cazul general, cînd în întrefierul statorului bilateral plan sînt situate două plăci de grosimi a (fig. 3) avînd ambele aceeaşi rezistivitate ρ, aceeaşi viteză $\bar{v}$ şi permeabilităţi egale cu permeabilitatea vidului. Ecuaţia reprezentării în complex a potenţialului magnetic vector în spaţiul din interiorul plăcilor :

$$\underline{\Psi}(x, z) = \bar{j}\, \underline{\Psi}(z)\, e^{-j\frac{\pi}{\tau}x}, \tag{20}$$

este, în sistemul de referinţă solidar cu statorul [4] :

$$\frac{d^2 \underline{\Psi}}{dz^2} - \underline{\beta}^2 \underline{\Psi} = 0, \tag{21}$$

unde :

$$\underline{\beta} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{\tau}\right)^2 + j\frac{s\,\omega_1 \mu_0}{\rho}}. \tag{22}$$

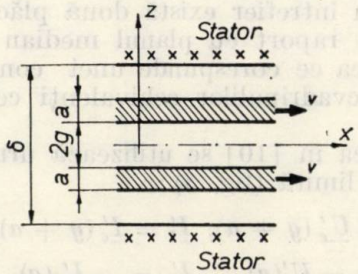


Fig. 3. Porţiune dintr-un întrefier teoretic.

Soluţia ecuaţiei diferenţiale (21) se poate scrie sub forma :

$$\underline{\Psi}(z) = \underline{C}_1 \operatorname{ch} \underline{\beta} z + \underline{C}_2 \operatorname{sh} \underline{\beta} z. \tag{23}$$

Pentru componentele reprezentării în complex a inducţiei magnetice din interiorul plăcilor :

$$\underline{B} = [\bar{i}\, \underline{B}_x(z) + \bar{k}\, \underline{B}_z(z)]\, e^{-j\frac{\pi}{\tau}x}, \tag{24}$$

se obţin următoarele expresii, utilizînd relaţiile prezentate în [4] :

$$\underline{B}_x(z) = -\frac{d\underline{\Psi}}{dz} = -\underline{\beta}\,(\underline{C}_1\, sh\, \underline{\beta} z + \underline{C}_2\, ch\, \underline{\beta} z), \tag{25}$$

$$\underline{B}_z(z) = -j\frac{\pi}{\tau}\underline{\Psi} = -j\frac{\pi}{\tau}(\underline{C}_1 \operatorname{ch} \underline{\beta} z + \underline{C}_2 \operatorname{sh} \underline{\beta} z). \tag{26}$$

Analog ca în [10] se trece de la mărimile $\underline{B}_x$ şi $\underline{B}_z$ la tensiunea electromotoare $\underline{U}'_e$ şi curentul $\underline{I}'_e$, definite prin relaţiile prezentate în [10], transcrise în coordonate carteziene :

$$\underline{U}'_e(z) = -j\omega_1 w_1 k_{w1} \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} \frac{1}{\sqrt{2}} \underline{B}_z(z)\; e^{-j\frac{\pi}{\tau}x}\; l_i\, dx =$$

$$= -j\omega_1 w_1 k_{w1} \frac{2}{\pi} \tau\, l_i \frac{1}{\sqrt{2}} \underline{B}_z(z), \tag{27}$$

$$\underline{I}'_e(z) = \frac{\pi p}{m_1 w_1 k_{w_1}} \int_{-\tau}^{0} \frac{1}{\mu_0 \sqrt{2}} \underline{B}_x(z)\, e^{-j\frac{\pi}{\tau}x}\, dx =$$

$$= j\frac{2p\tau}{m_1 w_1 k_{w1} \mu_0 \sqrt{2}} \underline{B}_x(z). \tag{28}$$

Așa cum se arată în [10], avantajul folosirii mărimilor raportate $\underline{U}'_e$ și $\underline{I}'_e$ constă în faptul că, cu ajutorul lor se poate deduce pentru plăci o schemă echivalentă raportată la o fază a statorului de forma unui cvadripol, ceea ce permite ca racordarea diferitelor domenii din întrefier să se reducă la conectarea în cascadă a unor cvadripoli în schema echivalentă a motorului liniar. Expresia (28) a curentului $\underline{I}'_e$ este de două ori mai mare decît cea folosită în [10], deoarece în întrefier există două plăci așezate simetric în raport cu planul median al întrefierului, ceea ce corespunde unei conectări în paralel a cvadripolilor echivalenți celor două plăci.

Similar ca în [10] se utilizează următoarele condiții la limită (fig. 3):

$$\underline{U}'_{e\mathrm{I}} = \underline{U}'_e(g+a),\quad \underline{I}'_{\mathrm{I}} = \underline{I}'_e(g+a); \tag{29}$$

$$\underline{U}'_{e\mathrm{II}} = \underline{U}'_e(g),\quad \underline{I}'_{\mathrm{II}} = -\underline{I}'_e(g). \tag{30}$$

Înlocuind expresiile (25), (26), (27) și (28) în relațiile (29) și (30) și eliminînd constantele de integrare $\underline{C}_1$ și $\underline{C}_2$ se obține următorul sistem de relații:

$$\begin{aligned} -\underline{U}'_{e\mathrm{I}} &= \underline{Z}'_{sa}\,\underline{I}'_{\mathrm{I}} + \underline{Z}'_a(\underline{I}'_{\mathrm{I}} + \underline{I}'_{\mathrm{II}}),\\ -\underline{U}'_{e\mathrm{II}} &= \underline{Z}'_a(\underline{I}'_{\mathrm{I}} + \underline{I}'_{\mathrm{II}}) + \underline{Z}'_{sa}\,\underline{I}'_{\mathrm{II}}, \end{aligned} \tag{31}$$

în care:

$$\underline{Z}'_a = \mathrm{j}\,\frac{\omega_1 m_1 \mu_0 (w_1 k_{w1})^2 l_i}{p\tau\,\underline{\beta}\,\mathrm{sh}\,\underline{\beta}a}, \tag{32}$$

$$\underline{Z}'_{sa} = \underline{Z}'_a(\mathrm{ch}\,\underline{\beta}a - 1). \tag{33}$$

Relațiilor (31) le corespunde schema echivalentă raportată la o fază a statorului reprezentată în figura 4. Dacă $|\underline{\beta}a|$ este mic în raport cu unitatea: $|\underline{\beta}a| < 0{,}3$, atunci se poate

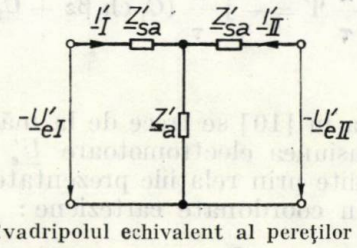


Fig. 4. Cvadripolul echivalent al pereților conductori.

considera că $\mathrm{sh}\,\underline{\beta}a \approx \underline{\beta}a$ și $\mathrm{ch}\,\underline{\beta}a \approx 1 + \frac{1}{2}(\underline{\beta}a)^2$, iar relațiile (32) și (33) devin, după cîteva calcule:

$$\underline{Z}'_a = \frac{1}{\dfrac{1}{\mathrm{j}X_{ma}} + \dfrac{s}{R'_{oa}}}, \tag{34}$$

$$\underline{Z}'_{sa} = \mathrm{j}X'_{sa} = 2\mathrm{j}X_{ma}\left(\frac{\pi a}{2\tau}\right)^2, \tag{35}$$

în care: R'_{oa} este rezistența ambelor plăci, raportată la o fază a statorului, calculată cu relația (17) pentru o grosime (totală) a indusului egală cu $2a$:

$$R'_{oa} = m_1 (w_1 k_{w1})^2 \frac{2\rho\, l_i}{p\, 2a\tau}, \tag{36}$$

iar X_{ma} este o reactanță calculată cu expresia (7) pentru un întrefier echivalent egal cu $2a$:

$$X_{ma} = \frac{\omega_1 m_1 \mu_0 (w_1 k_{w1})^2 \dfrac{2}{\pi}\tau l_i}{\pi p\, 2a}. \tag{37}$$

În continuare se consideră că pentru plăci este îndeplinită condiția $\varepsilon_a \ll 1$, cînd se poate neglija reactanța de scăpări de „decuplaj" magnetic a plăcilor, conform relației (19). În acest caz, la fel ca în [10] efectul de capăt transversal se ia în considerație înlocuind în expresia impedanței $\underline{Z}'_a$, dată de relația (34), rezistența R'_{oa} cu rezistența:

$$R'_a = k_r R'_{oa}, \tag{38}$$

în care: k_r este coeficientul de creștere a rezistenței plăcilor datorită efectului de capăt transversal. Cînd sînt îndeplinite condițiile: $\varepsilon_a \ll 1$ și $|\underline{\beta}a| < 0{,}3$ se obține, conform relațiilor (31), (34), (35) și (38), schema echivalentă raportată la o fază a statorului, reprezentată în figura 5.

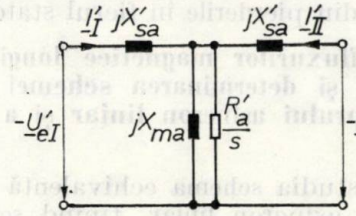


Fig. 5. Cvadripolul echivalent al unor pereți conductori subțiri.

La calculul impedanțelor $\underline{Z}'_a$ și $\underline{Z}'_{sa}$ date de relațiile (32) și (33), relației (38) prin care se ține seama de efectul de capăt transversal îi corespunde înlocuirea rezistivității ρ din expresia (22) cu rezistivitatea $k_r\rho$ [3]:

$$\underline{\beta} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{\tau}\right)^2 + \mathrm{j}\,\frac{s\omega_1 \mu_0}{k_r \rho}}. \tag{39}$$

În figura 6 este reprezentată o porțiune din întrefierul unei pompe MHD plane. Prin canalul metalic (imobil) al pompei este pompat un lichid conductor cu viteza $\bar{v}$. Se notează cu indicii 2, a și o mărimile care se referă la indusul lichid, la peretele conductor și la spațiul ocupat de aer. Dacă sînt îndeplinite condițiile

$\varepsilon_a \ll 1$ și $\varepsilon_2 \ll 1$, atunci schema echivalentă pe fază a pompei se obține prin conectarea în cascadă a unor cvadripoli de tipul celui reprezentat în figura 4 (fig. 7). Ieșirea cvadripolului echivalent al indusului lichid nu mai este conec-

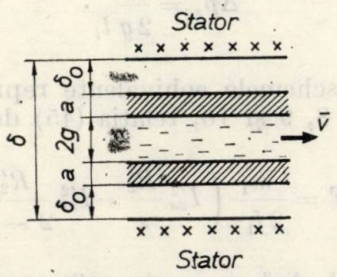


Fig. 6. Porțiune din întrefierul unei pompe MHD plane.

tată cu intrarea altui cvadripol, acest cvadripol funcționînd, deci, în regim de mers în gol; de aceea nu s-a mai reprezentat pentru acest cvadripol al doilea braț avînd impedanța $\underline{Z}'_{s2}$.

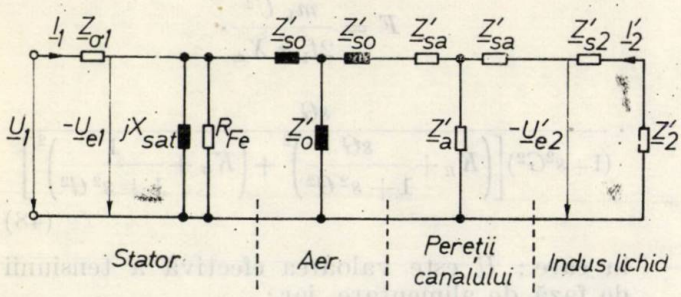


Fig. 7. Schema echivalentă pe fază a pompei MHD plane

Rezultă că pentru indusul lichid se poate determina o singură impedanță echivalentă (fig. 7), utilizînd relațiile (32) și (33):

$$\underline{Z}'_{e2} = \underline{Z}'_{s2} + \underline{Z}'_2 = \mathrm{j}\,\frac{\omega_1 m_1 \mu_0 (w_1 k_{w1})^2 l_i}{p\tau\,\underline{\beta}\,\mathrm{th}\,\underline{\beta}g}. \qquad (40)$$

Pentru porțiunea din întrefier ocupată de aer s-a utilizat un cvadripol obținut din cel reprezentat în figura 4 punînd condiția ca $\frac{1}{\rho} \to 0$, cînd impedanțele acestui cvadripol devin reactanțe pure (fig. 7). La calculul impedanțelor $\underline{Z}'_{so}$ și $\underline{Z}'_o$ cu ajutorul relațiilor (32) și (33) se ține seama de crestarea armăturilor înlocuind în aceste relații grosimea a cu distanța δ'_0 [10]:

$$\delta'_0 = \frac{\delta'}{2} - a - g = \frac{^kC^\delta}{2} - a - g. \qquad (41)$$

Saturația circuitului magnetic se ia în considerație în schema echivalentă pe fază introducînd pentru stator, în afară de impedanța complexă de scăpări $\underline{Z}_{\sigma 1}$, o reactanță X_{sat} (fig. 7), prin care se ține seama de puterea reactivă necesară pentru magnetizarea fierului statoric [10]:

$$X_{sat} = \frac{\omega_1 m_1 \mu_0 (w_1 k_{w1})^2 \alpha_i k_f \tau l_i}{\pi p (\delta'' - \delta')}. \qquad (42)$$

De asemenea, pentru a lua în considerare saturația circuitului magnetic mai trebuie înlocuit coeficientul $\frac{2}{\pi}$ din relația (27) cu produsul $\alpha_i k_f$ [2], ceea ce impune a înmulți relațiile (32), (33), (37) și (40) cu produsul $\frac{\pi}{2}\ \alpha_i k_f$. Pierderile în fierul statoric se iau în considerație prin introducerea în schema echivalentă a rezistenței R_{Fe} [2].

Dacă pentru schema reprezentată în figura 7 sînt îndeplinite condițiile: $\frac{\pi}{\tau}\delta'_0 < 0{,}3$; $|\underline{\beta}_a a| < 0{,}3$; $|\underline{\beta}_2 g| < 0{,}3$, atunci ea se poate înlocui cu schema reprezentată în figura 8, obținută prin conectarea în cascadă a unor cvadripoli de tipul celui reprezentat în figura 5. Dacă sînt îndeplinite condițiile: $\frac{\pi}{\tau}\delta'_0 \ll 1$, $|\underline{\beta}_a a| \ll 1$, $|\underline{\beta}_2 g| \ll 1$, reactanțele X'_{so}, X'_{sa} și X'_{s2} sînt neglijabile în raport cu celelalte impedanțe, obținîndu-se, în acest caz, schema echivalentă simplificată din figura 9, în care reactanța echivalentă a reactanțelor X_{sat}, X_{mo}, X_{ma} și

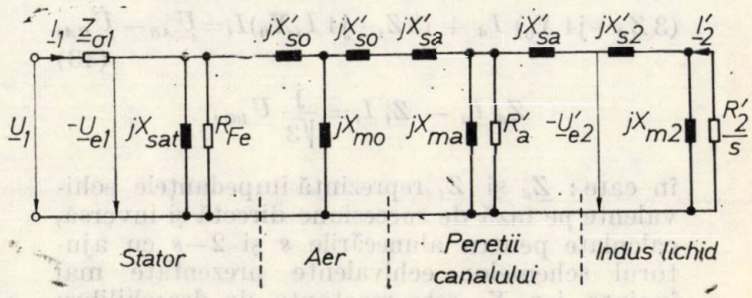


Fig. 8. Schema echivalentă pe fază a unei pompe MHD plane cu întrefier mic.

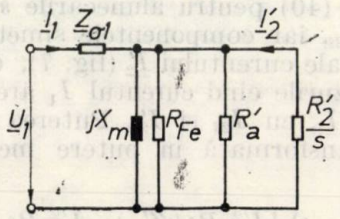


Fig. 9. Schema echivalentă simplificată pe fază a unei pompe MHD plane.

X_{m2}, conectate în paralel este tocmai reactanța X_m calculată cu formula (7) pentru întrefierul echivalent δ'' și avînd la numărător în loc de coeficientul $\frac{2}{\pi}$ produsul $\alpha_i k_f$.

În cazul motoarelor asincrone liniare lipsesc pereții conductori, iar schema echivalentă pe fază se obține eliminînd din schemele reprezentate în figurile 7 și 8 cvadripolul echivalent al pereților conductori și considerînd $a = 0$ în relația (41). Dacă pentru motorul liniar sînt îndeplinite condițiile : $\frac{\pi}{\tau}\delta_0' \ll 1, |\underline{\beta}_2 g| = \left|\underline{\beta}_2 \frac{\Delta}{2}\right| \ll 1$, $\varepsilon_2 \ll 1$, $R_{Fe} \gg X_m$, atunci se poate folosi schema echivalentă din figura 10, obținută din schema reprezentată în figura 9 prin eliminarea rezistențelor R_a' și R_{Fe}.

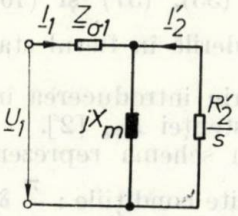


Fig. 10. Schema echivalentă simplificată pe fază a motorului asincron liniar.

3. Determinarea curenților nesimetrici și a forței

Dacă înfășurarea statorului are conexiunea în stea fără fir neutru și dacă se poate neglija efectul de capăt longitudinal dinamic, atunci reprezentările în complex ale componentelor simetrice directe $\underline{I}_d$ și inverse $\underline{I}_i$ ale curenților din înfășurarea statorului se obțin rezolvînd următorul sistem de ecuații [14] :

$$(3\underline{Z}_d + j4X_0)\,\underline{I}_d + (3\underline{Z}_i + j4\,\underline{I}_i X_0)I_i = \underline{U}_{AB} - \underline{U}_{CA}, \quad (43)$$

$$\underline{Z}_d\,\underline{I}_d - \underline{Z}_i\,\underline{I}_i = \frac{j}{\sqrt{3}}\underline{U}_{BC},$$

în care : $\underline{Z}_d$ și $\underline{Z}_i$ reprezintă impedanțele echivalente pe fază de succesiune directă și inversă, calculate pentru alunecările s și $2-s$ cu ajutorul schemelor echivalente prezentate mai înainte, iar X_0 este reactanța de dezechilibru [14].

Se notează valorile impedanței $\underline{Z}_{e2}'$ calculate cu relația (40) pentru alunecările s și $2-s$ cu $\underline{Z}_{e2d}'$ și $\underline{Z}_{e2i}'$, iar componentele simetrice directe și inverse ale curentului $\underline{I}_2'$ (fig. 7), determinate pentru cazurile cînd curentul $\underline{I}_1$ are valorile $\underline{I}_d$, respectiv $\underline{I}_i$, cu $\underline{I}_{2d}'$ și $\underline{I}_{2i}'$. Puterea electromagnetică transformată în putere mecanică este [4], [13] :

$$P_m = m_1(1-s)\,[I_{2d}'^2\,Re\,(\underline{Z}_{e2d}') - I_{2i}'^2\,Re\,(\underline{Z}_{e2i}')]. \quad (44)$$

Forța electromagnetică este

$$F = \frac{P_m}{2f_1\tau(1-s)} = \frac{m_1}{2f_1\tau}\,[I_{2d}'^2\,Re\,(\underline{Z}_{e2d}') - I_{2i}'^2\,Re\,(\underline{Z}_{e2i}')]. \quad (45)$$

În cazul pompelor MHD plane, dacă lățimea interioară a canalului este l_i, atunci variația presiunii statice în lungul canalului este (fig. 6) :

$$\Delta p_s = \frac{F}{2g\,l_i}. \quad (46)$$

Pentru schemele echivalente reprezentate în figurile 1, 8, 9 și 10, relația (45) devine :

$$F = \frac{m_1}{2f_1\tau}\left(I_{2d}'^2\frac{R_2'}{s} - I_{2i}'^2\frac{R_2'}{2-s}\right). \quad (47)$$

În cazul cînd se poate utiliza schema echivalentă reprezentată în figura 10, dacă sînt îndeplinite condițiile $I_{2i}' \ll I_{2d}'$ și $X_0 \ll Z_d$, atunci se poate obține, cu ajutorul relației (47), următoarea expresie pentru forța dezvoltată de motorul asincron liniar :

$$F = \frac{m_1 U^2}{2f_1\tau X_m} \cdot \frac{sG}{(1+s^2G^2)\left[\left(K_R + \frac{sG}{1+s^2G^2}\right)^2 + \left(K_\sigma + \frac{1}{1+s^2G^2}\right)^2\right]}, \quad (48)$$

în care : U este valoarea efectivă a tensiunii de fază de alimentare, iar :

$$K_R + jK_\sigma = \frac{Z_{\sigma 1}}{X_m}, \quad G = \frac{X_m}{R_2'}. \quad (49)$$

4. Verificări experimentale

Încercările experimentale s-au efectuat cu un motor asincron liniar avînd următoarele caracteristici : $m_1 = 3$; conexiunea înfășurărilor înseriate ale armăturilor statorului bilateral în stea fără fir neutru ; $p = 3$; $q = 1$; $\tau = 27$ mm ; lățimea pachetului de tole statoric : $l_1 = 54{,}5$ mm ; $w_1 = 900$ spire ; reactanța de dezechilibru de scăpări, determinată experimental cu metoda prezentată în lucrarea [14] : $X_{0s} = 0{,}75\ \Omega$; dimensiunile indusului din aluminiu : $\Delta = 3{,}2$ mm ; $l_2 = 8$ cm ; alunecarea indusului : $s = 1$.

La calculul lățimii ideale a statorului s-a utilizat o expresie asemănătoare celei prezentate în [14] :

$$l_i = l_1 + 2d\frac{b_d}{t}, \quad (50)$$

în care : b_d este grosimea (minimă) unui dinte statoric, t este pasul dentar statoric, iar prelungirea d s-a determinat cu expresia (5) din [15].

Fiind îndeplinită condiția $\varepsilon_2 \ll 1$, s-a utilizat o schemă echivalentă obținută din cea reprezentată în figura 7 prin eliminarea cvadripolului echivalent al pereților conductori și a reactanței X_{sat}, deoarece pentru motorul studiat X_{sat} are valori mult mai mari decît celelalte impedanțe din schema echivalentă (fig. 11). Valorile impedanțelor schemei echivalente s-au calculat cu ajutorul relațiilor (32), (33), (39), (40) și (41), în care coeficientul de creștere a

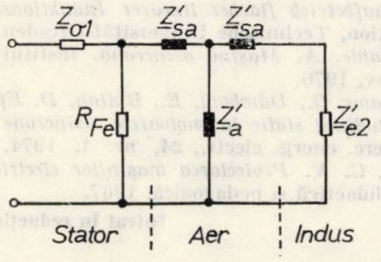


Fig. 11. Schema echivalentă pe fază a motorului asincron liniar folosit pentru încercările experimentale.

rezistenței indusului datorită efectului de capăt transversal s-a determinat cu expresia simplificată prezentată în [2], deoarece este îndeplinită condiția $\varepsilon_2 \ll 1$. Pentru indusul folosit este satisfăcută inegalitatea: $X_m < \mathrm{Re}\,(\underline{Z}'_{e2})$; rezultă că el produce o reacție slabă, deci efectul de capăt longitudinal dinamic este neglijabil.

Pentru determinarea curenților nesimetrici cu ajutorul relațiilor (43) s-a calculat întîi reactanța de dezechilibru utilă X_{ou}, cu ajutorul relațiilor prezentate în lucrarea [14]. Pentru întrefierul $\delta = 1$ cm s-au obținut următoarele valori:

$\underline{Z}_{\sigma 1} = 26{,}3 + \mathrm{j}\,15{,}67$; $R_{Fe} = 297\ \Omega$;

$\underline{Z}'_a = \mathrm{j}\,14{,}5$; $\underline{Z}'_{sa} = \mathrm{j}\,1{,}176$;

$\underline{Z}'_{e2} = 15{,}59 + \mathrm{j}\,20$; $X_0 = X_{ou} + X_{os} = 2{,}2\ \Omega$.

Forța F dezvoltată de motor s-a calculat cu ajutorul relației (45). Mărimile determinate, experimental și teoretic, la mersul în scurtcircuit al motorului asincron liniar studiat, pentru patru întrefieruri diferite, sînt prezentate în tabela 1.

5. Concluzii

Utilizînd relațiile și demonstrațiile prezentate în [6], [7], [4], [10], s-au determinat, pentru pompele MHD plane, scheme echivalente raportate la o fază a statorului, prin care se ține seamă de următoarele fenomene:

— *efectul de capăt transversal* al curenților induși în pereții conductori și în indusul lichid;

— *micșorarea fluxurilor magnetice* din întrefier datorită următoarelor cauze: apariția fluxurilor magnetice longitudinale care se închid prin aer, prin pereții conductori și prin indusul lichid și efectul demagnetizant al curenților turbionari induși în pereții conductori.

În cazul cînd indusul și pereții produc o reacție slabă, atunci curenții nesimetrici se determină folosind ecuațiile de tensiuni prin care se ia în considerație efectul de capăt longitudinal static [14].

La determinarea curenților nesimetrici ai motoarelor asincrone liniare se elimină din schemele echivalente deduse impedanțele corespunzătoare pereților conductori.

Forța (variația presiunii statice) se determină utilizînd expresiile cunoscute din teoria mașinilor electrice rotative. În cazul unor motoare asincrone liniare suficient de lungi ($p \geqslant 4$), cînd se pot neglija efectele de capăt longitudinale, și avînd indusuri suficient de late $\left(\frac{l_2 - l_i}{\tau} \geqslant \frac{2}{\pi}\right)$, cînd se poate neglija reactanța de scăpări de „decuplaj" magnetic a indusului, se obține o expresie relativ simplă pentru caracteristica mecanică statică naturală a motorului asincron liniar.

Tabelul 1

δ cm	Modul de determinare	U_{AB} V	U_{BC} V	U_{CA} V	I_A A	I_B A	I_C A	F N
0,7	experimental	48,2	45,5	43,7	0,595	0,635	0,587	1,85
	teoretic	—	—	—	0,595	0,627	0,594	1,7
1	experimental	47,2	44,6	42,7	0,64	0,678	0,628	1,08
	teoretic	—	—	—	0,635	0,671	0,637	0,99
1,4	experimental	43	40,7	39	0,635	0,665	0,62	0,52
	teoretic	—	—	—	0,619	0,652	0,618	0,488
1,7	experimental	40	36,5	38,5	0,645	0,618	0,61	0,3
	teoretic	—	—	—	0,637	0,63	0,614	0,29

Bibliografie

[1] *Bolton, H. Transverse edge effect in sheet-rotor induction motors.* In : Proc. IEE, **116**, nr. 5, 1969, p. 725—731
[2] *Gheorghiu, I. S., Fransua, A. Tratat de mașini electrice*, vol. **3**, *Mașini asincrone.* București, Ed. Academiei, 1971.
[3] *Boldea, I. Contribuții privind fenomenele specifice și calculul electromagnetic al motoarelor trifazate plane liniare.* Teză de doctorat, Institutul politehnic „Traian Vuia", Timișoara, 1972.
[4] *Nicolaide, A., Gogioiu, A., Țața, M. Study on the magnetohydrodynamic pumping of mercury in the electrolysis installation for alkaline chlorides.* In : Rev. Roum. Sci. Techn. — Electrotechn. et Energ., **18**, nr. 1, 1973, p. 83—98.
[5] *Gogioiu, A. Studiul pompelor magnetohidrodinamice de inducție cu ajutorul calculatoarelor electronice numerice.* Teză de doctorat, Universitatea din Brașov, 1973.
[6] *Moraru, A.* Rezistența rotorului în formă de pahar. In : Electrotehnica, **5**, 1957, nr. 5, p. 153—155.
[7] *Fransua, A. Considerații asupra funcționării motorului asincron bifazat cu rotor în formă de pahar.* În : Electrotehnica, **7**, nr. 5, 1959 p. 161—167.
[8] *Fransua, A. Contribuții experimentale la studiul servomotorului asincron cu rotorul în formă de pahar.* In : St. cerc. energ. electr., **15**, nr. 3, p. 603—612, 1965.
[9] *Mosebach, H. Effekte der endlichen Länge und Breite bei asynchronen Linearmotoren in Kurzständer— und Kurzläuferbauform.* Dissertation, Technische Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig, 1972.
[10] *Moraru, A. Contribuții la teoria motorului asincron cu cilindru de etanșare în întrefier.* In : St. cerc. energ. electr., seria A, **13**, nr. 3, 1963 p. 377—387.
[11] *Richter, R. Mașini electrice*, vol. **1**, București, Ed.tehnică, 1958.
[12] *Schuster, E. M. Unsymmetrien im Stromsystem beim Leerlaufbetrieb flacher linearer Induktionspumpen.* Dissertation, Technische Universität-Dresden, 1964.
[13] *Nicolaide, A. Mașina asincronă.* Institutul politehnic-Brașov, 1970.
[14] *Pește anu, O., Dâmboiu, E., Bidian, D. Efectul de capăt longitudinal static la motoarele asincrone liniare.* In : St. cerc. energ. electr., **24**, nr. 1, 1974, p. 139—153.
[15] *Bălă, C. V. Proiectarea mașinilor electrice*, București, Ed. didactică și pedagogică, 1967.

Intrat în redacție la 16.X.1974

CZ 621.3.001.11

CIRCUITE ELECTRICE
ECUAȚII DE STARE
VARIABILE DE STARE
SURSE ECHIVALENTE

Ecuații de stare și condiții inițiale în studiul circuitelor electrice cu elemente în exces

FLORIN MANEA* — BUCUREȘTI

Dr. ing. Fl. Manea, absolvent al Fac. de energetică, secția electroenergetică, este profesor la Catedra de electrotehnică a Facultății de automatică—I.P.B. și dr. în științe din anul 1969. În anul 1961 a primit premiul „Traian Vuia" al Academiei R.S.R.

1. Introducere

Studiul circuitelor electrice în cadrul teoriei unitare a sistemelor formează obiectul unor preocupări actuale stimulate de dezvoltarea calculatoarelor analogice și numerice care au sporit valoarea modelelor matematice, constituite din sisteme de ecuații diferențiale de ordinul întîi.

Metoda variabilelor de stare posedă eficiență sporită în analiza și sinteza sistemelor automate, permițînd studiul unitar și complet al sistemelor liniare sau neliniare, continue sau discrete, cu parametri concentrați sau repartizați, constanți sau variabili în timp.

Circuitele electrice ca sisteme cauzale, dinamice sau deterministe constituie totodată modele fizice, echivalente altor sisteme care au același model matematic. De aceea folosirea metodelor variabilelor de stare la analiza și sinteza circuitelor electrice prezintă importanță teoretică, practică și didactică.

Probleme încă nesoluționate complet, chiar în cazul circuitelor liniare cu parametri invariabili în timp, apar dacă se are în vedere interdependența etapelor esențiale privind alegerea variabilelor de stare, scrierea ecuațiilor și rezolvarea lor. Faptul că soluția pentru fiecare etapă nu este unitară impune adoptarea unor criterii unitare de abordare a problemei în ansamblu.

* Dr. ing. *Manea Florin* este profesor la Catedra de electrotehnică, Facultatea de automatică a I.P.—București.

În această lucrare se folosește, într-o variantă nouă metoda surselor echivalente pentru scrierea ecuațiilor de stare cu avantaje în cazul rețelelor improprii ce conțin bucle exclusiv capacitive și, eventual, cu surse de tensiune și (sau) secțiuni exclusiv prin bobine și surse de curent.

Deoarece la aceste rețele cu elemente idealizate „în exces" pot să apară variații bruște ale unor variabile de stare, ceea ce necesită o atenție deosebită la precizarea condițiilor inițiale pentru fiecare interval de continuitate, prezintă importanță alegerea acelor variabile care oferă soluții de trecere continuă în intervale. De aceea s-a considerat utilă precizarea mărimilor asociate elementelor în exces din rețelele improprii care să se încadreze în criteriul unitar de alegere a variabilelor caracteristice stării cu variație continuă în orice condiții de modificare a parametrilor sau excitațiilor rețelei. Totodată prin alegerea variabilelor de stare s-a urmărit obținerea unei forme normale a ecuațiilor de stare, fără derivate ale mărimilor de excitație. Exemplele de calcul evidențiază unele avantaje ale procedeelor folosite.

2. Metoda elementelor echivalente pentru scrierea ecuațiilor de stare ale circuitelor cu elemente în exces

Pentru scrierea ecuațiilor de stare ale circuitelor electrice liniare în forma uzuală (1) se folosesc trei metode clasice: metoda directă a teoremelor lui Kirchhoff recomandată numai pentru configurații simple de rețele [1], metoda surselor echivalente [1], [2], [3], eficientă în cazul rețelelor fără elemente în exces și metoda teoriei grafului de rețea [4]:

$$[\dot{X}] = [A]\,[X] + [B]\,[W]. \qquad (1)$$

Ecuațiile obținute pe baza grafului rețelei (arbori și coarbori) sînt considerate ca extrem de complicate pentru a putea fi folosite [1]. De aceea ele sînt prezentate mai mult ca metodă de justificare a unei forme standard a ecuației vectoriale de ordinul întîi, iar formulele explicite pentru matricele coeficienților [A], [B] etc., în funcție de matricele parametrilor laturilor și matricele de incidență „ar fi extrem de complicate și imposibil de utilizat" [4]. Rezultatul depinde foarte mult de existența inversei unor matrice și „din nefericire nu se cunosc condiții necesare și suficiente simple, care să ne spună cînd există aceste inverse și cînd se poate aplica acest procedeu" [4].

Deși volumul de calcule pe care le implică metoda este foarte mare, operațiile matematice necesare sînt ușor de programat la calculatoarele numerice și în cazul unei rețele cu valori date ale parametrilor se obțin soluții corespunzătoare.

Pentru a înlesni analiza și sinteza circuitelor electrice cu elemente în exces s-a urmărit obținerea unor procedee bazate pe metoda surselor echivalente [5]÷[8] încît să fie posibilă aplicarea cu anumite precauții, a principiului superpoziției. Aceste procedee relativ recente conțin diverse reguli ce suplimentează dar îngreuiază, totodată, metoda eficientă a surselor echivalente.

Dintre cele mai fructuoase, menționăm metoda substituirii condensatoarelor în exces prin surse de curent dependente, iar a bobinelor în exces prin surse de tensiune dependente [7] contrar procedeului anterior [5], [6] de substituire a tuturor condensatoarelor prin surse de tensiune și a tuturor bobinelor prin surse de curent (dependente la elementele în exces). Acest procedeu este mai simplu de aplicat conducînd la o extindere a tehnicii superpoziției la rețelele improprii.

În cele ce urmează se propune folosirea substituirii condensatoarelor „normale" prin surse de tensiune echivalente, iar a bobinelor „normale" prin surse de curent menținînd condensatoarele în exces și bobinele în exces nesubstituite prin nici o sursă echivalentă. Fiecare ecuație de tensiune din circuitul condensatorului în exces și fiecare ecuație de curent din nodul bobinei în exces rezultă în mod necesar din schema echivalentă și nu ca restricție suplimentară impusă surselor echivalente corespunzătoare. Noul procedeu apare astfel natural și compatibil cu metoda superpoziției, putîndu-se aplica și în cazul mai general al circuitelor improprii cu cuplaje magnetice.

Circuite liniare cu condensatoare în exces. Fie ca prim exemplu circuitul reprezentat în figura 1a, care a constituit cazul analizat de mai mulți autori [5], [6], [7] prin alte metode.

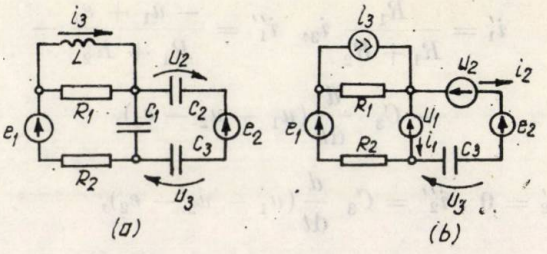


Fig. 1. *a* — Circuit cu condensator în exces; *b* — Schema de calcul cu elemente echivalente.

Circuitul format exclusiv din condensatoarele cu capacități C_1, C_2 și C_3, inclusiv sursa cu tensiunea electromotoare e_2 impune o relație liniară între tensiunile condensatoarelor și tensiunea electromotoare de forma (2):

$$-u_3 = e_2 + u_2 - u_1. \qquad (2)$$

De aceea, unul din condensatoare (C_3) se consideră ca element în exces, avînd tensiunea sa (u_3) dependentă de tensiunile celorlalte condensatoare.

Alegînd ca variabile de stare tensiunile u_1, u_2 ale condensatoarelor independente și curentul i_3 al bobinei se substituie elementele corespunzătoare prin surse de tensiune respectiv sursă de curent, echivalente ca în figura 1b, lăsînd condensatorul în exces nesubstituit, tocmai pentru ca ecuația (2) să rezulte în mod nemijlocit din schema echivalentă și nu ca o restricție suplimentară impusă sursei echivalente (de curent sau de tensiune, conform vechilor procedee).

În continuare, pentru a obține expresiile variabilelor complementare stării (curenții condensatoarelor independente i_1, i_2 și tensiunea bobinei u_3), în funcție de mărimile de stare (asociate surselor echivalente), se poate folosi orice metodă de calcul aplicată circuitului echivalent din figura 1b fără nici o restricție.

O sistematizare a calculelor rezultă prin separarea efectelor resurselor de tensiune de cele ale surselor de curent, folosind superpoziția pe baza schemelor echivalente din figura 2.

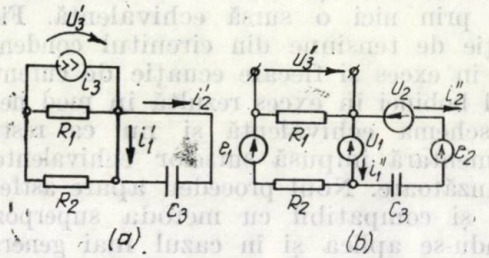


Fig. 2. *a* – Schema echivalentă componentă cu surse de curent; *b* – Schema echivalentă componentă cu surse de tensiune.

Cu acestea se obțin direct expresiile (3) ale componentelor variabilelor complementare stării :

$$i_1' = \frac{R_1}{R_1 + R_2}\, i_3, \quad i_1'' = \frac{-u_1 + e_1}{R_1 + R_2} - C_3 \frac{d}{dt}(u_1 - u_2 - e_2),$$

$$i_2' = 0\,,\; i_2'' = C_3 \frac{d}{dt}(u_1 - u_2 - e_2), \qquad (3)$$

$$u_3' = -\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}\, i_3, u_3'' = \frac{R_1}{R_1 + R_2}(-u_1 + e_1).$$

În formă matricială, după substituirea variabilelor complementare, în funcție de variabilele de stare :

$$i_1' + i_1'' = i_1 = C_1 \frac{du_1}{dt}, \; i_2' + i_2'' = i_2 = C_2 \frac{du_2}{dt}, \; u_3' + u_3'' = u_3 = L \frac{di_3}{dt}$$

rezultă sistemul (4) :

$$\begin{bmatrix} C_1 + C_3 & -C_3 & 0 \\ -C_3 & C_2 + C_3 & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{du_1}{dt} \\ \frac{du_2}{dt} \\ \frac{di_3}{dt} \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_1 + R_2} & 0 & \frac{R_1}{R_1 + R_2} \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{R_1}{R_1 + R_2} & 0 & -\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ i_3 \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{1}{R_1 + R_1} \\ 0 \\ \frac{R_1}{R_1 + R_2} \end{bmatrix} e_1 + \begin{bmatrix} C_3 \\ -C_3 \\ 0 \end{bmatrix} \frac{de_2}{dt}. \qquad (4)$$

Sistemul (4) este adus apoi la forma (5) :

$$\begin{bmatrix} \frac{du_1}{dt} \\ \frac{du_2}{dt} \\ \frac{di_3}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{C_2 + C_3}{R\,C^2} & 0 & \frac{C_2 + C_3}{C^2} \cdot \frac{R_1}{R} \\ -\frac{C_3}{RC^2} & 0 & \frac{C_3}{C^2} \cdot \frac{R_1}{R} \\ -\frac{R_1}{RL} & 0 & -\frac{R_1 R_2}{RL} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ i_3 \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{C_2 + C_3}{RC^2} \\ \frac{C_3}{RC^2} \\ \frac{R_1}{RL} \end{bmatrix} e_1 + \begin{bmatrix} \frac{C_2 C_3}{C^2} \\ -\frac{C_1 C_3}{C^2} \\ 0 \end{bmatrix} \frac{de_2}{dt}. \qquad (5)$$

S-a notat prin : $C^2 = C_1C_2 + C_1C_3 + C_2C_3$ și $R = R_1 + R_2$.

Rezultatul obținut pe această cale „naturală" este identic cu cel din [5], [6], unde s-au folosit diverse artificii de calcul necesare dacă nu se abandonează „regula" substituirii prin surse echivalente a elementelor în exces.

Circuite liniare cu bobine în exces. Considerăm ca exemplu circuitul reprezentat în figura 3a

care posedă un nod format exclusiv din laturi cu bobine și o sursă de curent.

Pentru acesta există o relație liniară de forma (6) între curenții i_1, i_2 și i_3 ai elementelor inductive :

$$i_3 = i_1 - i_2 - i. \tag{6}$$

Prin urmare, numai doi curenți din cele trei bobine sînt independenți pentru a fi aleși ca variabile de stare.

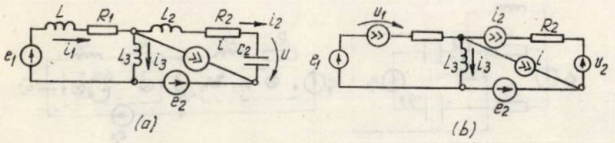


Fig. 3. *a* — Circuit cu bobină în exces ; *b* — Schema de calcul cu elemente echivalente.

Alegînd ca variabile de stare curenții i_1, i_2 ai elementelor inductive și tensiunea u a condensatorului se consideră bobina cu inductivitatea L_3 ca element în exces. S-a alcătuit schema echivalentă din figura 3b, unde au fost substituite bobinele ideale normale prin surse independente de curenți, iar condensatorul prin sursă de tensiune. Elementul în exces a rămas nesubstituit pentru ca ecuația (6) să rezulte în mod nemijlocit din schema echivalentă și nu ca o restricție suplimentară impusă sursei echivalente (de tensiune sau de curent conform vechilor procedee).

Ca și în cazul anterior se obține o sistematizare a calculelor variabilelor complementare stării (tensiunile bobinelor și curenții condensatoarelor), ca funcție de variabilele de stare, folosind superpoziția schemelor echivalente separate după natura surselor (de tensiune sau de curent). Rezultă sistemul (7) de ecuații ale variabilelor de stare în formă nenormalizată :

$$\begin{bmatrix} L_1 + L_3 & -L_3 & 0 \\ -L_3 & L_2 + L_3 & 0 \\ 0 & 0 & C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} \\ \frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} \\ \frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} -R_1 & 0 & 0 \\ 0 & -R_2 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ u \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_3 \\ -L_3 \\ 0 \end{bmatrix} \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}. \tag{7}$$

Prin transformări elementare, sistemul (7) este adus la forma (8) :

$$\begin{bmatrix} \frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} \\ \frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} \\ \frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{L_2 + L_3}{L^2} R_1 & -\frac{L_3}{L^2} R_2 & -\frac{L_3}{L^2} \\ -\frac{L_3}{L^2} R_1 & -\frac{L_1 + L_3}{L^2} & -\frac{L_1 + L_3}{L^2} \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ u \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{L_2 + L_3}{L^2} & -\frac{L_3}{L^2} \\ \frac{L_3}{L^2} & -\frac{L_1 + L_3}{L^2} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{L_2 L_3}{L^2} \\ -\frac{L_1 L_3}{L^2} \\ 0 \end{bmatrix} \frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}. \tag{8}$$

S-a notat prin $L^2 = L_1 L_2 + L_1 L_3 + L_2 L_3$.

În mod asemănător se soluționează problema scrierii ecuațiilor de stare pentru circuitele cu cuplaje magnetice ale elementelor. De exemplu, circuitul reprezentat în figura 4a se transformă în echivalentul din figura 4b folosind transferul elementelor prin transformatorul ideal echivalent.

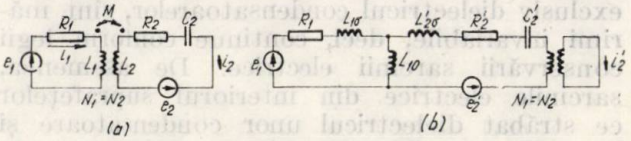


Fig. 4. *a* — Circuite cuplate magnetic ; *b* — Schema echivalentă cu bobină în exces.

S-a notat cu :

$L_1 = L_1 - M \frac{N_1}{N_2} = L_1 - L_{10}$ — inductivitatea de dispersie a primului circuit ;

$L_2' = L_2 \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 - L_{10}$ — inductivitatea de dispersie a circuitului al doilea, raportată la primul circuit, în care : $\frac{N_1}{N_2}$ este raportul numărului de spire ale celor două circuite R_2', C_2' și e_2' sînt valori raportate la primul circuit.

Transformatorul ideal al schemei din figura 4b are secundarul în scurtcircuit și, deci, circuitul din figura 4b este echivalent cu cel din figura 3, la care ar lipsi sursa de curent i.

Ecuațiile de stare ale circuitului din figura 4a rezultă din sistemul (8), cu valorile corespunzătoare ale noilor parametri și particularizînd $i = 0$.

3. Variabile de stare, condiții inițiale și forma normală a ecuațiilor de stare pentru rețele cu elemente în exces

Pentru rețelele fără elemente în exces, tensiunile condensatoarelor și curenții bobinelor constituie variabile de stare deoarece valorile lor inițiale conțin informațiile necesare privind evoluția din trecut pentru a fi posibilă determinarea în mod unic a evoluției viitoare (cu ajutorul ecuațiilor de stare și al funcțiilor de intrare). La schimbări bruște ale parametrilor rețelei (comutații) ele au variații continue, încît valorile inițiale imediat precedente comutației ($to-$) sînt egale cu cele imediat următoare comutației ($to+$). Prin urmare, și în condițiile comutației din circuitele fără elemente în exces, variabilele de stare oferă condițiile inițiale necesare calculului stării ulterioare.

La circuitele cu elemente în exces, tensiunile condensatoarelor în exces sau curenții bobinelor în exces nu mai păstrează această proprietate importantă și de aceea, la schimbări bruște trebuie calculate separat noile valori inițiale.

Precizarea condițiilor și alegerea acelor mărimi, care să mențină proprietatea de mărimi de stare și în cazul comutației elementelor în exces prezintă importanță teoretică și practică.

Circuite cu condensatoare în exces. La circuitele cu elemente capacitive sarcinile electrice din interiorul suprafețelor închise, ce străbat exclusiv dielectricul condensatoarelor, sînt mărimi invariabile, deci, continue conform legii conservării sarcinii electrice. De asemenea, sarcinile electrice din interiorul suprafețelor ce străbat dielectricul unor condensatoare și secționează exclusiv laturi cu rezistoare sau bobine, sînt mărimi cu variație continuă (integrale ale curenților cu variație finită în timp). Ele pot fi alese deci, ca variabile de stare cu variație continuă și în timpul comutației laturilor. Observăm că sarcina fiecărui condensator din buclele capacitive cu elemente în exces nu îndeplinește condiția menționată. De aceea tensiunile condensatoarelor corespunzătoare pot avea variații bruște.

Circuitul din figura 5a are sarcinile $-q_{23} = -C_3 u_3 + C_2 u_2 = -C_3 u_1 + (C_2 + C_3) u_2 + C_3 e_2$, $q_{12} = C_1 u_1 + C_2 u_2$ și $-q_{13} = C_1 u_1 + C_3 u_3 = (C_1 + C_3) u_1 - C_3 u_2 - C_3 e_2$, ce îndeplinesc total condițiile impuse variabilelor de stare.

Deoarece numai două din acestea sînt independente vom alege $-q_{13}$ și $-q_{32}$ ca noi variabile de stare, expresiile lor (9) fiind mai ușor de substituit în ecuațiile (4):

$$\begin{bmatrix} -q_{13} \\ -q_{32} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 + C_3 & -C_3 \\ -C_3 & C_2 + C_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -C_3 \\ C_3 \end{bmatrix} e_2 \qquad (9)$$

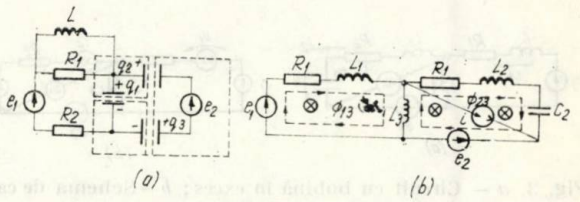


Fig. 5. *a* — Circuit cu condensator în exces și evidențierea mărimilor de stare invariante la comutații; *b* — Circuit cu bobină în exces și evidențierea mărimilor de stare invariante la comutații.

Cu acestea se obțin noile ecuații de stare (10) în forma normală (1):

$$\begin{bmatrix} \frac{-\mathrm{d}q_{13}}{\mathrm{d}t} \\ \frac{-\mathrm{d}q_{23}}{\mathrm{d}t} \\ \frac{\mathrm{d}i_3}{\mathrm{d}t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-C_2 + C_3}{RC^2} & \frac{-C_3}{RC^2} & \frac{R_1}{R} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{-R_1(C_2+C_3)}{LC^2R} & \frac{-R_1C_3}{LC^2R} & \frac{-R_1R_2}{LR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -q_{13} \\ -q_{23} \\ i_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{R} & \frac{C_2C_3}{RC^2} \\ 0 & 0 \\ \frac{R_1}{RL} & \frac{R_1C_2C_3}{RLC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix} \cdot \qquad (10)$$

Tensiunile u_1 și u_2 rezultă acum ca mărimi de ieșire, funcții algebrice ale mărimilor de stare (11):

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{C^2} \begin{bmatrix} C_2 + C_3 & C_3 \\ C_3C_1 + C_3 & \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -q_{13} \\ -q_{23} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -C_2 \\ C_1 \end{bmatrix} \frac{C_3}{C^2} e_2. \qquad (11)$$

Circuite cu bobine în exces. La circuitele cu elemente inductive, fluxurile magnetice ce străbat suprafețe delimitate exclusiv de circuitele bobinelor ideale sînt mărimi invariabile și, deci, continue, după cum rezultă din legea inducției electromagnetice. De asemenea, fluxurile magnetice ce străbat suprafețe delimitate de bucle ce conțin bobine ideale, rezistoare sau condensatoare sînt mărimi cu variație continuă (se exprimă ca integrale ale unor tensiuni cu variație finită în timp). Ele pot fi alese, deci, ca variabile de stare cu variație continuă și în timpul comutației laturilor.

Observăm că fluxurile magnetice asociate exclusiv laturilor din nodurile (sau secțiunile) cu elemente inductive în exces nu îndeplinesc condiția menționată. De aceea curenții din laturile respective pot avea variații bruște.

Circuitul din figura 5b are fluxurile $\Phi_{13} = L_1 i_1 + L_3 i_3 = (L_1 + L_3) i_1 - L_3 i_2 - L_3 i$ și $\Phi_{23} = L_2 i_2 = -L_3 i_3 = -L_3 i_1 + (L_2 + L_3) i_2 + L_3 i$, ce îndeplinesc condiția impusă variabilelor de stare cu variație continuă la comutații.

Expresiile matriceale ale noilor mărimi de stare sînt redate în forma (12):

$$\begin{bmatrix} \Phi_{13} \\ \Phi_{23} \end{bmatrix} = \begin{matrix} L_1 + L_3 \\ -L_3 \end{matrix} \Bigg] \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -L_3 \\ L_3 \end{bmatrix} i. \qquad (12)$$

Cu acestea, ecuațiile (7) sînt transformate în forma (13), normală:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\Phi_{13}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{23}}{dt} \\ \frac{du}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_1 \frac{L_2 + L_3}{L^2} & -R_1 \frac{L_3}{L^2} & 0 \\ -R_2 \frac{L_3}{L^2} & -R_2 \frac{L_1 + L_3}{L^2} & -1 \\ \frac{L_3}{C_2 L^2} & \frac{L_1 + L_3}{C_2 L^2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{13} \\ \Phi_{23} \\ u \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & -R_1 \frac{L_2 L_3}{L^2} \\ 0 & -1 & R_2 \frac{L_1 L_3}{L^2} \\ 0 & 0 & -\frac{L_1 L_3}{C_2 L^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ i \end{bmatrix}. \qquad (13)$$

Curenții i_1 și i_2 rezultă acum ca mărimi de ieșire, funcții algebrice ale mărimilor de stare (14)

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{L^2} \begin{bmatrix} L_2 + L_3 & L_3 \\ L_3 & L_1 + L_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{13} \\ \Phi_{23} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_2 \\ -L_1 \end{bmatrix} \frac{L_3}{L^2} i. \qquad (14)$$

4. Concluzii

1. Metoda surselor echivalente folosită la scrierea ecuațiilor de stare ale circuitelor normale se aplică eficient și în cazul circuitelor cu elemente în exces, dacă elementele în exces sînt menținute în mod natural, fără a fi substituite prin surse echivalente.

2. Pentru a evita calculul suplimentar al valorilor inițiale ale tensiunilor condensatoarelor independente sau ale curenților bobinelor independente din circuitele cu elemente în exces, în urma unor fenomene de comutație, este indicată evidențierea și utilizarea ca variabile de stare a mărimilor cu variație continuă. Această proprietate este specifică sarcinilor electrice din interiorul secțiunilor alese exclusiv prin dielectricul condensatoarelor și laturi cu rezistoare sau bobine, precum și fluxurilor magnetice ce străbat suprafețe delimitate de bucle, formate exclusiv din bobine sau din bobine și laturi cu rezistoare sau condensatoare.

3. Prin alegerea convenabilă a variabilelor de stare se evită apariția derivatelor mărimilor de excitație, obținîndu-se forma normală a ecuațiilor de stare și în cazul circuitelor electrice cu elemente în exces.

Bibliografie

[1] *Kuo, B.* Linear Networks and Systems, New-York, Mc. Graw-Hill, 1967.

[2] *Zadeh L., Desoer Ch.* Linear System Theory, New-York, Mc. Graw-Hill, 1963.

[3] *Derusso, P. Roy R., Close C.* State variables for Engineers, New-York, John Wiley, 1965.

[4] *Balabanian N., Bickart T.* Teoria modernă a circuitelor, București, Editura tehnică, 1974.

[5] *Tapia, M.* Use of superposition in Writing State Equations for Networks With Excess Elements. In: IEEE Trans. on C.T., Nov. 1970, p. 624—626.

[6] *Inigo, R.* State Equations for Improper Time-Varying Network Using Superposition. In: IEEE Trans. on C.T. Sep. 1971, p. 549—551.

[7] *Murata, T.* State Equations for Improper Nonlinear Time — Varying Network Using Equivalent Sources. In: IEEE Trans. on C.T., Mai 1972, p. 295—296.

[8] *Preda, M., Breazu I.* O nouă metodă de obținere a ecuațiilor de stare pentru circuite cu elemente în exces. In: St. cerc. energ. electr., tom **22**, nr. 3, p. 735—749, 1972.

Intrat în redacție la 16.X.1974

CZ 621.3.013:538.123

CÎMP ELECTROMAGNETIC POTENȚIAL
METODA IMAGINILOR
ECHIPAMENTE ELECTROTEHNICE
METODA NUMERICĂ
APLICABILITATE

Utilizarea unei metode a imaginilor pentru rezolvarea problemelor de cîmp electromagnetic potențial

ANDREI NICOLAIDE* — BRAȘOV

Realizarea echipamentelor electrotehnice optimizate, la nivelul exigențelor actuale, necesită studierea amănunțită a cîmpului electric și a cîmpului magnetic din aceste echipamente.

Metodele cunoscute, după cum se menționează în literatură, nu sînt satisfăcătoare în diferite cazuri importante în practică.

În lucrarea de față se prezintă o metodă numerică, care are o aplicabilitate largă și poate fi utilizată eficient în diferite cazuri practice dificile, de exemplu, la studiul cîmpului magnetic din întrefierul mașinilor electrice cu armăturile de o formă complicată. Metoda se aplică utilizînd sisteme de prelucrare automată a datelor.

Se va considera cazul cîmpurilor electrostatice. Calculele rămîn aceleași și pentru cazul cîmpurilor magnetostatice. Studiul cîmpurilor potențiale necesită rezolvarea unor ecuații de forma:

$$\nabla^2 V = -\frac{\rho}{\varepsilon_0}, \qquad (1)$$

cînd se cunosc valorile mărimii ρ în interiorul domeniului și condițiile de frontieră [1], [2].

În cazul cîmpurilor cu simetrie plan-paralelă ecuația precedentă devine:

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = -\frac{1}{\varepsilon_0}\,\rho(x, y). \qquad (2)$$

Pentru rezolvarea acestor ecuații se utilizează diferite metode analitice sau numerice. În cadrul metodelor numerice se folosesc: metoda rețelelor, metoda elementelor finite, metoda ecuațiilor integrale. O răspîndire largă și numeroase rezultate utile au fost obținute prin aplicarea metodei rețelelor [2], care se poate completa cu urmărirea automată a conturului și generarea automată a rețelei [3].

Pentru cazuri particulare la studiul cîmpului electromagnetic, în special atunci cînd frontiera domeniului este alcătuită din conductoare, se utilizează uneori metoda sarcinilor electrice. Pentru aceasta, pe frontieră sau în interiorul conductoarelor, se consideră că se dispun sarcini electrice punctuale sau distribuite, de valoare necunoscută, iar apoi, se determină valorile acestor sarcini, astfel încît să fie îndeplinite condițiile de frontieră. După ce se cunosc aceste sarcini, se poate calcula potențialul în orice punct al domeniului cu ajutorul teoremei lui Coulomb.

Această metodă a fost utilizată în lucrările [3], [4], [5], [6] și sub o formă diferită în [7]. Procedeul este, însă, în anumite cazuri, puțin precis, ceea ce se menționează și în [7]. Metoda menționată nu este generală, deoarece nu se referă și la soluționarea cazurilor generale relativ frecvente, cînd pe frontieră nu există numai conductoare. De asemenea, ea conduce adesea la sisteme de ecuații slab condiționate, care, practic, nu pot fi rezolvate nici pe calculator, după cum se menționează și în [3].

În continuare se propune un nou procedeu de rezolvare cu un caracter general, care evită inconvenientele amintite, și constă în generalizarea metodei imaginilor și aplicarea pe calculator. În lucrările uzuale consacrate metodelor de rezolvare a cîmpurilor, nu sînt indicate metode de tipul propus în lucrarea de față.

1. Metoda generalizată a imaginilor

Pentru rezolvarea cazurilor generale se poate utiliza următoarea metodă pe care o vom denumi metoda generalizată a imaginilor. Se consideră domeniul din figura 1, cu frontieră Σ_s. Se presupune că se cunosc condițiile pe frontiera domeniului, care pot fi oricare, în interiorul domeniului densitatea de sarcină electrică fiind nulă. Trecerea la cazul cînd densitatea

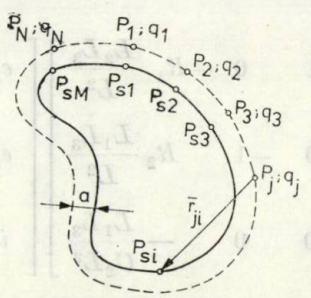


Fig. 1. Explicativă pentru aplicarea metodei generalizate a imaginilor la rezolvarea problemelor de cîmp.

* Prof. dr. ing. *A. Nicolaide*, lucrează la Institutul politehnic din Brașov.

de sarcină electrică nu este nulă, se poate face destul de uşor, ca în [8].

Se iau, arbitrar, N puncte, pe care le vom denumi puncte-imagine $P_1, P_2, \ldots, P_N$ în afara domeniului şi anume, distribuite în apropierea frontierei acestuia şi în fiecare punct se consideră că se introduce cîte o sarcină electrică. Valorile acestor sarcini electrice se determină impunînd satisfacerea condiţiilor de frontieră în M puncte $P_{s1}, P_{s2}, \ldots, P_{sM}$ distribuite pe frontiera domeniului. Metoda propusă este, deci, o generalizare a metodei imaginilor. Cu cît numerele M şi N sînt mai mari, cu atît precizia va fi mai mare. În general, nu este necesar ca numerele M şi N să fie egale, se poate chiar ca M să fie mai mare decît N. În cazul domeniilor cu trei dimensiuni soluţia cea mai simplă se obţine adoptînd M egal cu N.

Metoda generalizată a imaginilor cu puncte. Relaţiile pentru determinarea sarcinilor electrice din punctele imagine. În cazul cînd sînt date condiţii de frontieră de prima specie, ecuaţiile de determinare a sarcinilor electrice, din punctele imagine, pentru domenii cu trei dimensiuni, sînt :

$$\sum_{j=1}^{N} \frac{1}{4\pi\varepsilon_0} \cdot \frac{Q_j}{r_{ji}} + C = V_{si}, (i = 1, \ldots, M), \qquad (3)$$

unde Q_j sînt sarcinile electrice din punctele imagine, iar $\bar{r}_{ji}$, vectorii dintre punctele P_j şi P_{si} ca în figura 1. Pentru simplificare se va adopta $C = 0$.

Dacă $M = N$ se obţine un sistem de M ecuaţii cu N necunoscute care poate fi rezolvat.

În cazul cînd sînt date condiţii de frontieră de a doua specie, în locul relaţiilor (3) pentru potenţiale, se scriu relaţiile corespunzătoare pentru componenta normală a intensităţii cîmpului electric.

În cazul cînd sînt date condiţiile de frontieră de a treia specie se scriu în fiecare punct relaţiile corespunzătoare.

Pentru a evita obţinerea de sisteme slab condiţionate este necesar să se ia fiecare punct imagine P_j cît mai aproape de punctul P_{sj} vecin, situat pe frontiera domeniului.

Metoda generalizată a imaginilor cu elemente de suprafaţă sau elemente de linie. Relaţiile pentru determinarea densităţii sarcinilor electrice de pe elementele imagine. Pentru a mări precizia, mulţimea de puncte P_j se adoptă pe o suprafaţă pe care o vom denumi suprafaţă imagine Σ_e. Această suprafaţă înconjoară frontiera Σ_s a domeniului fiind foarte aproape de ea. Punctele P_j se pot adopta pe suprafaţa Σ_s, de exemplu, la intersecţiile suprafeţei cu normalele duse la suprafaţa Σ_s în punctele P_{si}. De asemenea, tot în scopul măririi preciziei, în locul utilizării punctelor, se consideră în jurul fiecărui punct P_j de pe suprafaţa Σ_e mici elemente ΔS_j, pe care le vom denumi elemente imagine, de suprafaţă cu sarcina uniform distribuită pe suprafaţa elementului. În acest caz relaţiile de tip (3) devin :

$$\sum_{j=1}^{N} \int_{\Delta S_j} \frac{1}{4\pi\varepsilon_0} \frac{q_j}{r_{ji}} \, \mathrm{d}S + C = V_{si} \quad (i=1,\ldots, M), \quad (4)$$

unde : ΔS_j este elementul de suprafaţă din jurul punctului P_j, iar q_j densitatea de suprafaţă a sarcinii electrice de pe suprafaţa imagine ($j = 1, \ldots, N$).

Pentru simplificare se va adopta $C = 0$.

Dacă se adoptă $M = N$, se obţine un sistem determinat de M ecuaţii cu N necunoscute : q_j ($j = 1, \ldots, N$).

În cazul cîmpurilor cu simetrie plan-paralelă relaţiile de tip (4) devin :

$$\sum_{j=1}^{N} \int_{\Delta l_j} -\frac{1}{2\pi\varepsilon_0} q_j \ln r_{ji} \, \mathrm{d}l + C = V_{si} (i=1, \ldots, M),$$

unde : Δl_j este elementul de linie, de lîngă punctul P_j, pe care îl vom denumi element imagine de linie, iar q_j este densitatea liniară de sarcină electrică de pe elementul imagine de linie.

Dacă se adoptă $N = M - 1$, se obţine un sistem determinat de M ecuaţii cu N necunoscute adică : q_j ($j = 1, \ldots, M - 1$) şi C.

Pentru majorarea preciziei se poate corecta distribuţia densităţii de sarcină q_j, ţinînd seamă de variaţia potenţialului în lungul elementului de frontieră. În acest scop se poate introduce o funcţie de dependenţă, de exemplu, liniară.

Dacă se cunosc sarcinile q_i şi constanta C se poate scrie imediat valoarea potenţialului în orice punct.

Schema logică şi programul de calcul pentru metoda generalizată a imaginilor. Schema logică a programului de calcul pentru metoda generalizată a imaginilor este dată în figura 2, pentru cazul cîmpurilor potenţiale cu simetrie plan paralelă, fără distribuţie de sarcină electrică în interiorul domeniului.

Avantajele metodei generalizate a imaginilor, constau în : *a*) precizie mare, anume de acelaşi ordin de mărime cu cea obţinută prin metoda reţelelor; *b*) posibilitatea de utilizare pentru orice formă a conturului oricît de complicată ar fi, ceea ce nu este posibil prin alte metode : *c*) posibilitatea de extindere a metodei pentru orice mediu, chiar neliniar; *d*) program de calcul simplu.

Programul de calcul a fost scris în limbaj FORTRAN şi rulat pe un calculator FELIX C—256.

Lungimea segmentului de memorie editat este aproximativ proporţională cu pătratul numărului de puncte de pe frontieră.

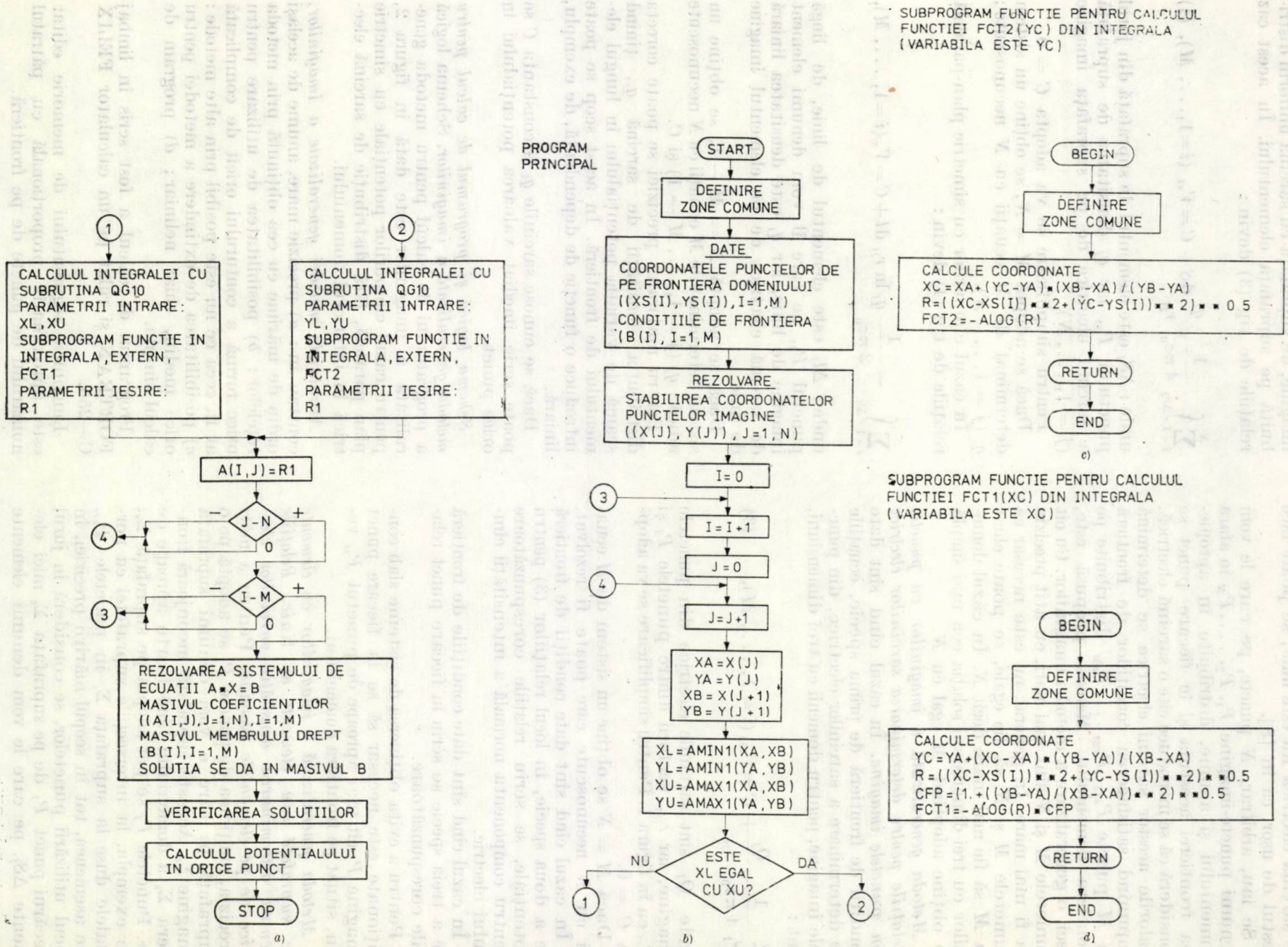


Fig. 2. Schema logică pentru aplicarea metodei generalizate a imaginilor.

Aplicaţie

Pentru aplicarea şi verificarea metodei s-a considerat un caz studiat în literatură [7] şi anume domeniul din figura 3.

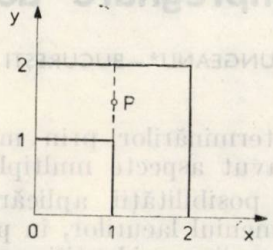


Fig. 3. Exemplu de aplicare a metodei generalizate a imaginilor pentru un domeniu plan.

Valoarea funcţiei potenţiale pe frontiera domeniului este :

$$V = \frac{x + y}{x^2 + y^2}.$$

Pentru acest caz este cunoscută soluţia analitică în termeni finiţi. Problema a fost rezolvată prin metoda reţelelor în [7] şi prin metoda reţelelor cu urmărirea automată a conturului şi generarea automată a reţelei în [5]. Pentru rezolvarea problemei s-a adoptat o reţea cu pasul :

$$h = 0{,}25.$$

Valoarea potenţialului în punctul P, soluţie cu 7 zecimale exacte este :

$$V = 0{,}7689012.$$

1. Prin metoda reţelelor s-a obţinut în punctul P valoarea potenţialului :

$$V = 0{,}768604.$$

2. Prin metoda sarcinilor electrice punctuale dispuse pe frontiera domeniului s-a obţinut :

$$V = 0{,}793,$$

adică, o precizie scăzută pentru numeroase aplicaţii.

3. Prin metoda generalizată a imaginilor cu puncte, dispuse la distanţa $a = 1$, pe normală, faţă de punctele de pe frontiera domeniului s-a obţinut :

$$V = 0{,}784.$$

Condiţionarea sistemului este slabă (coeficienţii sistemului de ecuaţii rezultaţi sînt de valori apropiate), deci, posibilitatea de aplicare redusă, în special, cînd sînt multe puncte pe frontieră.

4. Prin metoda generalizată a imaginilor cu segmente, propusă în lucrarea de faţă, s-a obţinut :

$$V = 0{,}7683,$$

adică, o precizie destul de bună pentru majoritatea aplicaţiilor. Lungimea segmentului de memorie editat a fost de aproximativ 15 Kbytes.

5. Prin metoda generalizată a imaginilor, cu segmente, cu distribuţia corectată a sarcinilor electrice, propusă în lucrarea de faţă s-a obţinut :

$$V = 0{,}769,$$

deci, o precizie ridicată.

Precizia la calculul intensităţii cîmpului electric este mult mai bună în cazul utilizării metodei propuse (se obţin trei zecimale exacte, dacă se lucrează în simplă precizie), decît în cazul metodei reţelelor.

Bibliografie

[1] *Fischer, J.* Einführung in die klassische Elektrodynamik. Berlin, Springer-Verlag, 1936.

[2] *Collatz, L.* The Numerical Treatment of Differential Equations. Berlin, Heidelberg, New-York, Springer-Verlag, 1966.

[3] *Eckelmann, P.* Die Berechnung elektrischer Felder mit dem Ladungsverfahren. In : Elektrie, **28**, 1974, Nr. 11, S. 588—591.

[4] *Mey De, G.* A Method for Calculating Eddy Currents in Plates of Arbitrary Geometry. In : Archiv für Elektrotechnik, Bd. **56**, 1974, H3, S. 137—140.

[5] *Nicolaide, A., Cernat, M.* Calculul cîmpurilor potenţiale prin metoda numerică a reţelelor cu urmărirea automată a conturului şi accelerarea convergenţei. Comunicare la a 3-a sesiune tehnico-ştiinţifică, a Comisiei inginerilor şi tehnicienilor, secţia Informatică, Braşov, 4—5 oct 1974.

[6] *Singer, H., Steinbigler, H., Weiss, P.* A charge Simulation Method for the Calculation of High Voltage Fields. In : IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems Sep., Oct., 1974, Vol. **PAS—93**, No. 5, p. 1660—1668.

[7] *Durand, E.* Electrostatique. Méthodes de calcul. Diélectriques. tome **3**, Paris, Ed. Masson, 1966, p. 101—103.

[8] *Nicolaide, A.* Eine Formel für die Lösung von Randwertaufgaben dritter Art. In : Zeitschrift für Inform.-u. Energietechnik, Leipzig **3**, nr. 3, 1973, S. 121—123.

Intrat în redacţie la 10.IV.1975

CZ 621.315.61:621.315.616.9

ANALIZA DIFERENȚIALĂ TERMOGRAVIMETRICĂ
LACURI DE IMPREGNARE
METODA DERIVATOGRAFICĂ

Aplicarea analizei diferențiale termogravimetrice la studierea întăririi și descompunerii unor lacuri de impregnare de clasa F

ECATERINA PÎRLIGRAS, ROZALIA KEMENY, GABRIELA CÎMPULUNGEANU*—BUCUREȘTI

1. Generalități

La mașini electrice, în general la bobinaje, trebuie asigurate materiale de calitate superioară și trebuie cunoscuți factorii care acționează asupra acestor materiale, precum și rezultatul acțiunii acestora.

Atenția trebuie concentrată atît asupra conductoarelor de bobinaj, a lacurilor de impregnare, precum și asupra izolației între înfășurări sau față de pămînt sau a izolării capetelor și manșoanelor.

Dintre numeroasele aspecte amintite, ne-am oprit la studierea comportării lacurilor de impregnare sub influența căldurii, fiind un aspect interesant, în general, pentru studierea îmbătrînirii materialelor organice — peliculogene.

Metodele prin care se determină și se urmărește variația parametrilor mecanici, electrici sau fizici sînt cunoscute, fiecare din ele avînd avantaje și dezavantaje. În ultimul timp în paginile revistelor de specialitate se înregistrează discuții asupra standardizării unor metode noi prin care se obțin, într-un timp foarte scurt, informații precise privind comportarea materialelor la temperaturi ridicate. În lucrare se va căuta să se facă *prezentarea metodei derivatografice* (analiză diferențială termogravimetrică), *aplicată la trei lacuri de impregnare*, în același timp făcîndu-se și o apreciere a calității lacurilor.

S-au luat în studiu următoarele lacuri: *lacul tip 8* — poliesterimidic; *lacul tip 7* — poliesteric; *lacul tip 3* — poliuretanic.

2. Principiul metodei și scopul urmărit

Principiul metodei se bazează pe faptul că, energia termică acționează asupra tuturor materialelor producînd modificări ale acestora. Cantitatea de energie necesară pentru a excita o transformare este caracteristica nivelului de stabilitate a materialului. Procesele termice sînt însoțite de o variație a conținutului de căldură a probei și în multe cazuri și de variația greutății. Metoda termică de analiză servește la cercetarea transformărilor fizice și a reacțiilor chimice care au loc sub influența căldurii.

Scopul determinărilor prin metoda derivatografică a avut aspecte multiple:

— analiza posibilității aplicării derivatografiei în domeniul lacurilor, în primul rînd cu scopul de a realiza o identificare rapidă a lacului și, în al doilea rînd, pentru a cunoaște starea energetică a produsului și rezistența sa termică;

— observarea dacă după o coacere într-un anumit regim mai rămîne o cantitate de solvent în pelicula de lac;

— depistarea fenomenelor care pot avea loc în timpul coacerii și în continuare, în timpul degradării termice;

— compararea comportării lacurilor elaborate pentru același scop, prin corelarea datelor obținute prin derivatografiere.

3. Încercări efectuate

Epruvetele necesare analizei termice s-au pregătit ca peliculă în strat gros, prin turnarea a 10 g lac de impregnare într-o cutie de aluminiu, avînd dimensiunile la bază 4 × 4 cm.

Prima uscare (uscarea I) s-a făcut pentru toate lacurile la 130° C, timp de 3 ore.

Pentru o uscare suplimentară (uscarea a II-a) aceste epruvete au mai fost ținute la 175°C, timp de 24 ore în scopul eliminării solventului rezidual. Din lacurile astfel pregătite, la fiecare determinare s-au luat în lucru circa 1 000 mg de material din varianta cu uscarea I, respectiv 500 mg, pentru cealaltă variantă.

Determinările s-au executat cu un derivatograf sistem F. Paulik și L. Erdey, fabricat de MOM (RPU).

S-a lucrat cu o viteză de creștere a temperaturii de aproximativ 3°C/minut, în atmosferă normală. S-au utilizat creuzete din ceramică, avînd ca material inert oxid de aluminiu.

Aparatul a înregistrat automat și simultan următoarele date:

— variația greutății, simbolizată prin GT, diferențiala acesteia fiind simbolizată prin DGT;

— derivata diferenței de căldură absorbită sau degajată de materialul cercetat, în raport cu materialul inert, respectiv curba diferențială simbolizată DTA și creșterea temperaturii probei T.

* Ing. *Ec. Pîrligras* este șef de laborator, *R. Kemeny*, cercetător științific pr. și *G. Cîmpulungeanu*, fizician la I.C.P.E.-București.

4. Interpretarea diagramelor derivatografice

Interpretarea curbelor se poate face calitativ şi cantitativ.

Interpretarea calitativă se face pe baza curbei *DTA*, în primul rînd, pentru stabilirea naturii efectului termic. Transformările exoterme corespund maximelor diagramei *DTA*, iar cele endoterme minimelor aceleaşi diagrame. De asemenea, curba *DTA* permite evaluarea temperaturilor caracteristice transformării, mai ales cînd transformarea decurge fără pierdere de greutate. Interpretarea cantitativă se bazează pe curbele *GT* şi *DGT*.

Curbele GT indică pierderea greutăţii într-un anumit interval de temperatură. Interpretarea cantitativă a curbelor *GT* se poate face astfel: din punctele de inflexiune superioare ale fiecărui efect termic de pe curba *DGT* se duc drepte perpendiculare pe curba *GT* pe care o împarte în segmente proporţionale, caracteristice stabilităţii materialului. Maximul curbei *DGT* corespunde vitezei maxime de transformare a probei.

Curba T arată temperatura de referinţă pentru fiecare interval de timp (3 minute).

Din cele de mai sus rezultă că:

a) în cazul cînd cele trei curbe sînt paralele, materialul prezintă o stabilitate perfectă;

b — dacă numai curba *DTA* prezintă o variaţie, iar curba *DGT* este continuă, au loc transformări fizice (recristalizare, topire etc.), sau chimice de tipul reticulărilor;

Tabelul 1

Evaluarea calitativă a derivatogramelor

Treapta	Denumirea caracteristicilor (citite de pe termograme)	Lac nr. 8		Lac nr. 3		Lac nr. 7	
		Uscare I	Uscare II	Uscare I	Uscare II	Uscare I	Uscare II
I	Temperatura corespunzătoare vitezei maxime de evaporare	120	—	140	—	—	—
I	Temperatura finală la evaporare (TFE)	215	260	250	275	165	225
II	Temperatura la viteza maximă în prima fază a degradării	265	265	320	315	190	—
II	Temperatura de degradare în prima fază:						
	— la începere $T_i - 1$	220	215	250	250	165	—
	— la terminare $T_f - 1$	280	285	360	360	255	—
II	Temperatura caracteristică pentru treapta a II-a	220	—	245	247	165	210
III	Temperatura la viteză maximă de degradare — în a doua fază	365	365	415	415	400	400
III	Temperatura degradării, a două fază						
	— la începere $T_i - 2$	280	281	365	360	255, 315, 420	210, 315, 420
	— la terminare $T_f - 2$	465	475	455	455	315, 420, —	315, 420, —
III	Temperatura caracteristică pentru treapta a III-a	280	281	370	360	315	—

Tabelul 2

Evaluarea cantitativă a derivatogramelor

Treapta	Denumirea caracteristicilor (citite de pe termograma)	Natura transformării	Lac nr. 8		Lac nr. 3		Lac nr. 7	
			Uscare I	Uscare II	Uscare I	Uscare II	Uscare I	Uscare II
I	Pierderea de solvent, % pînă la 100°C	endoterm	9	2	7	1	3	1
	Pierdere de solvent + material, volatil pînă la $\frac{\text{temp °C}}{\%}$		215 / 26	260 / 3	250 / 39	275 / 2,6	165 / 3	225 / 1
II	Pierdere de material, % pentru treapta a II-a	exoterm	7,5	10	21	27	8+3	3
	Pierdere de material, % la viteză maximă — treptei II		32,1	9	49	15	—	—
III	Pierdere de material, % pentru treapta a III-a	exoterm	41	56	20	70,5	34	29
	Pierdere de material, % la viteză maximă, treapta a III-a		58	43	38	52	34	26
	Temperatura, la care pierderea greutăţii masei atinge 30%		255	345	175	355	390	400

c — în cazul cînd atît curba *DTA*, cît și *DGT* prezintă un minim, are loc o singură reacție chimică sau transformare fizică cu pierdere de masă (sublimare, evaporare);

d — dacă ambele curbe prezintă variații diferite ca formă și alură, au loc transformări mai complicate și dovedește că porțiunea respectivă este rezultatul suprapunerii mai multor transformări suferite de probe.

5. Rezultate obținute

Pentru a evidenția unele aspecte s-au completat două tabele cu unele date evaluate din diagramele obținute.

Examinînd curbele, respectiv datele tabelului, se pot constata următoarele:

Cu toate că cele trei lacuri de impregnare sînt recomandate pentru clasa de izolație termică *F* (155°C) din punct de vedere al transformărilor, sub influența temperaturii, diferă mult între ele.

În cazul lacurilor analizate se constată 3 trepte de modificare. La prima treaptă are loc eliminarea solventului și, eventual, a altor materiale care pot fi eliminate în jurul temperaturii de 200—240°C. Pentru această fază în tabel s-a indicat pierderea masei în procent pînă la 100°C și pierderea masei în procent pînă la terminarea procesului de evaporare, respectiv, temperatura finală a evaporării.

Pentru a doua treaptă, care indică un proces exoterm și se presupune că este vorba de degradare parțială cu scindarea unor părți din macromolecule, în tabel s-a trecut: temperatura începerii degradării (simbolizat prin $T_i - 1$), temperatura finală a degradării (simbolizat prin $T_f - 1$).

Curba *DTA*, permite de asemenea, evaluarea temperaturilor caracteristice transformărilor cu precizarea că transformările endoterme sînt caracterizate de temperaturile corespunzătoare minimelor curbelor *TDA*, iar cele exoterme de temperaturile corespunzătoare începutului de deviere a curbei *DTA* de la linia de bază.

Ținînd seama de mențiunea de mai sus în tabel s-a trecut temperatura caracteristică pentru treptele la care s-au putut citi aceste date, astfel și pentru treapta a treia, care coincide cu a doua fază a degradării, aplicînd simbolizarea $T_i - 2$, respectiv $T_f - 2$.

Pentru a face o legătură cu încercările clasice de îmbătrînire, în tabel s-a mai indicat temperatura la care pierderea masei atinge 30%.

Lacul tip 8, realizat din rășină pe bază poliesterimidică, așa cum rezultă din derivatogramele și din tabelele prezentate, este un preparat care mai conține încă 26% solvenți sau alte materiale volatilizabile pînă la 210—260°C, dacă uscarea se face la 130°C timp de 3 ore și în strat gros. Cantitatea solventului rezidual este 3%, dacă se aplică o coacere suplimentară la 170°C, timp de 24 ore.

Prima fază a degradării începe la 215—220°C avînd viteza maximă la 265°C, cînd se pierde încă circa 10% din materialul rămas după prima treaptă de evaporare (care este egală cu 30% din total material).

În treapta a treia are loc a doua fază a degradării în intervalul de 280—470°C, cu viteza maximă la 365°C, cînd pierderea de material ajunge în jurul a 50%.

Este interesant de observat că, pentru 30% pierdere de material se pot indica temperaturi de 255°C, dacă s-a aplicat uscarea I, sau 345°C pentru uscarea a II-a.

Lacul poliuretanic tip 3 examinat similar permite următoarele aprecieri:

Materialele volatile se pierd pînă la 250—275°C, adică mai greu, dar conținutul de solvent este mai mare, 39% pentru uscarea I.

Prima fază a degradării începe la 250°C cu viteza maximă de pierdere la 320°C, cînd se pierde circa 50% din material, respectiv 27%, dacă este uscat suplimentar. Și la acest lac s-a putut observa a doua fază a degradării în intervalul de 360—465°C. Pentru pierderea de material egală cu 30% se poate indica temperatura de 175°C, respectiv 355 °C, pentru uscarea a II-a și care este aproape egală (345°C) cu cea indicată pentru lacul 8.

Lacul din import tip 7 se comportă în mod diferit de cele elaborate în țară. Se constată că el conține solvenți care se pierd foarte repede; în condițiile uscării I nu-și mai reține decît 3%. Lacul conține însă un alt material, care nu este volatil, dar se desprinde din masă la o temperatură caracteristică, la 165°C, care se elimină pînă la 255°C. Acest material reprezintă o cantitate mică de 8%. La sfîrșitul perioadei de eliminare mai are loc încă o transformare cu 3% pierdere de masă.

Este interesant că la proba uscată suplimentar, la 175°C 24 ore, materialul nu mai are această treaptă; se pare că volatilele s-au eliminat în timpul uscării.

Alte trepte de transformare se constată în regiunea de 255—315 și 420°C. La viteza maximă de degradare la 400°C lacul își pierde în total 34% în cazul uscării I. Temperatura la care pierderea greutății masei atinge 30% este 390—400°C.

6. Concluzii asupra analizei termice

Această metodă a permis determinarea intervalului de temperatură al degradării, ceea ce constituie un parametru esențial fiind o caracteristică a materialului. Pe baza acesteia se poate face o apreciere privind rezistența termică a materialului. Acest parametru este aproape independent de condițiile de uscare.

Temperaturile caracteristice ale degradării fazei I și fazei a II-a pot fi, de asemenea, criterii de apreciere a rezistenței termice și care se pot determina prin această metodă.

S-a mai constatat că, lacurile de impregnare, de producție indigenă 8 și 3, uscate la 130°C, trei ore, mai reţin o cantitate de solvent, care diferă de la material la material. Din aceasta rezultă că tehnologia de uscare trebuie să varieze în funcţie de tipul lacului și implicit, că odată fixată diagrama uscării, ea trebuie respectată.

O altă caracteristică care s-a putut identifica prin derivatografie este temperatura la care pierderea masei atinge 30%. Această caracteristică este mult influenţată de condiţiile de uscare (de cantitatea de solvent reţinută de lac).

Metoda derivatografică poate fi utilă pentru :

a — identificarea menţinerii calităţii unui lac, în cazul cînd se cunosc diagramele produsului la nivelul de calitate stabilit drept corespunzător ;

b — stabilirea condiţiilor optime de uscare — polimerizare ;

c — evaluarea comparativă a calităţii mai multor lacuri pentru o anumită clasă de izolaţie — rezistenţă termică.

Considerăm că metoda analizei diferenţiale termogravimetrice (derivatografie) poate avea un cîmp larg de aplicare, fiind foarte utilă în faza de cercetare și definitivare a recepturii unui lac electroizolant — pentru a verifica atît calitatea lacului, cît și corectitudinea condiţiilor de uscare.

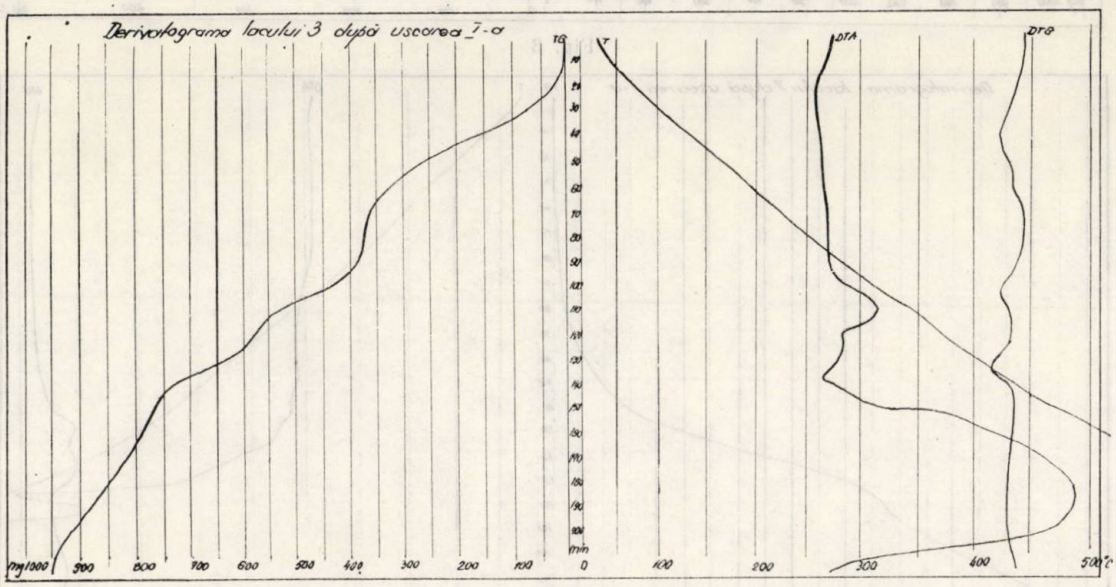


Fig. 1

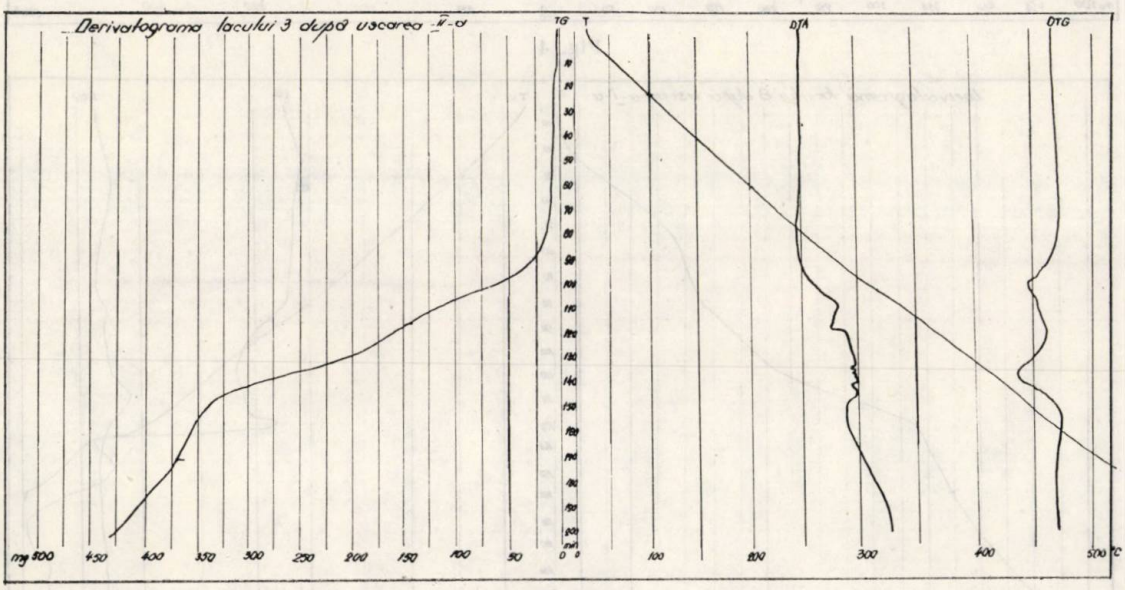


Fig. 2

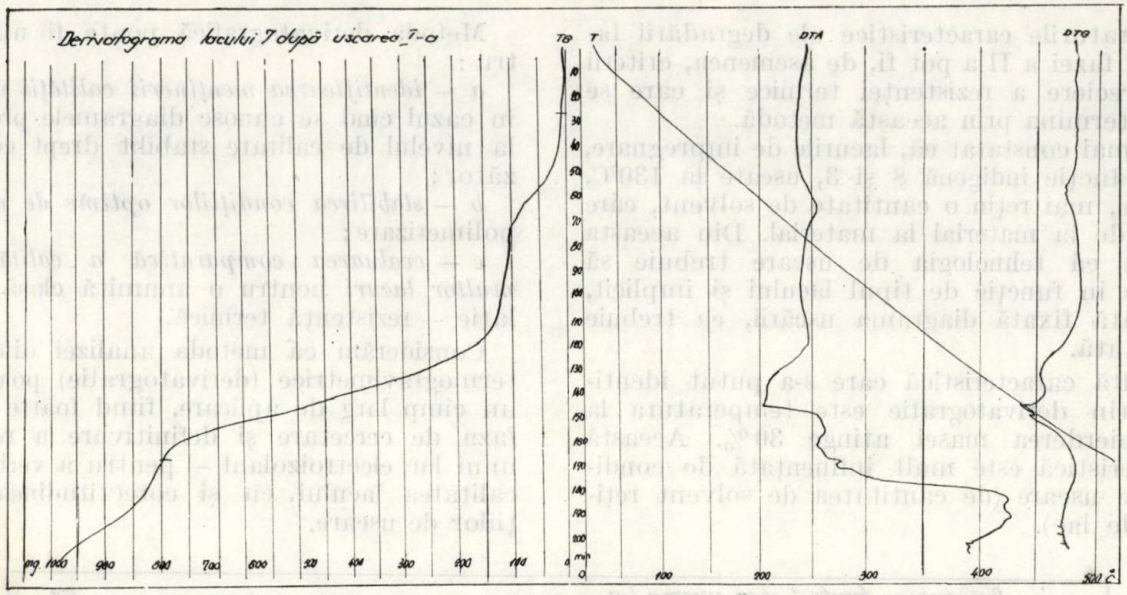


Fig. 3

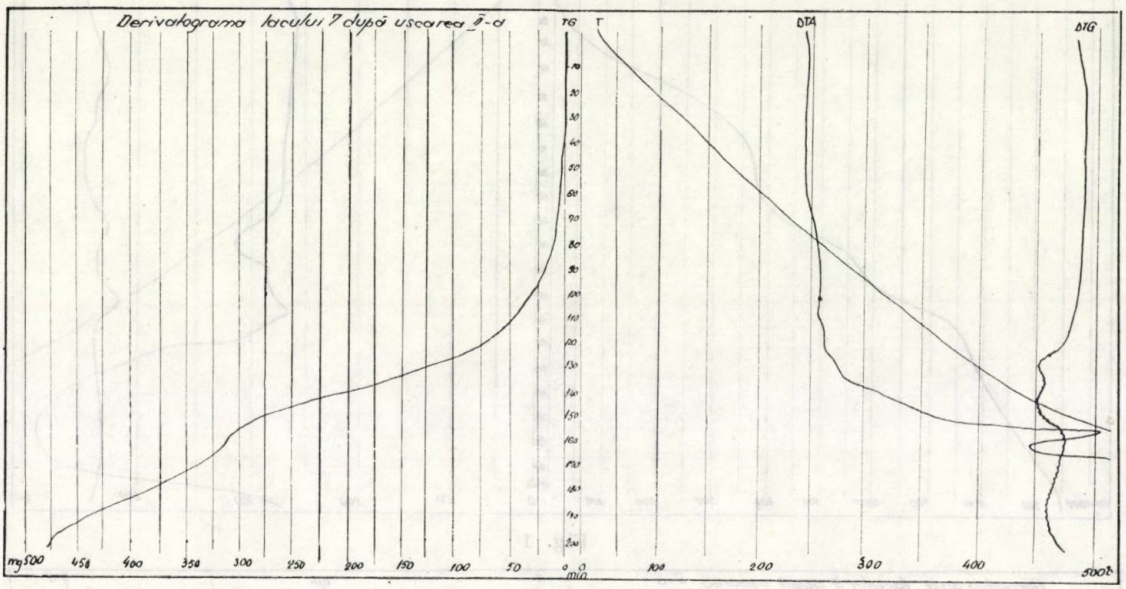


Fig. 4

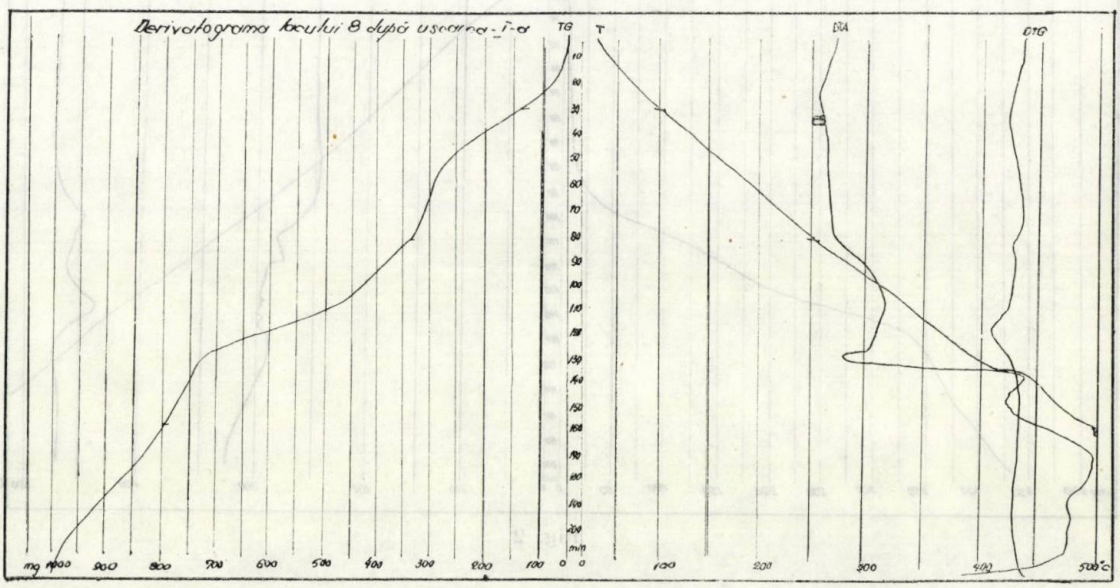


Fig. 5

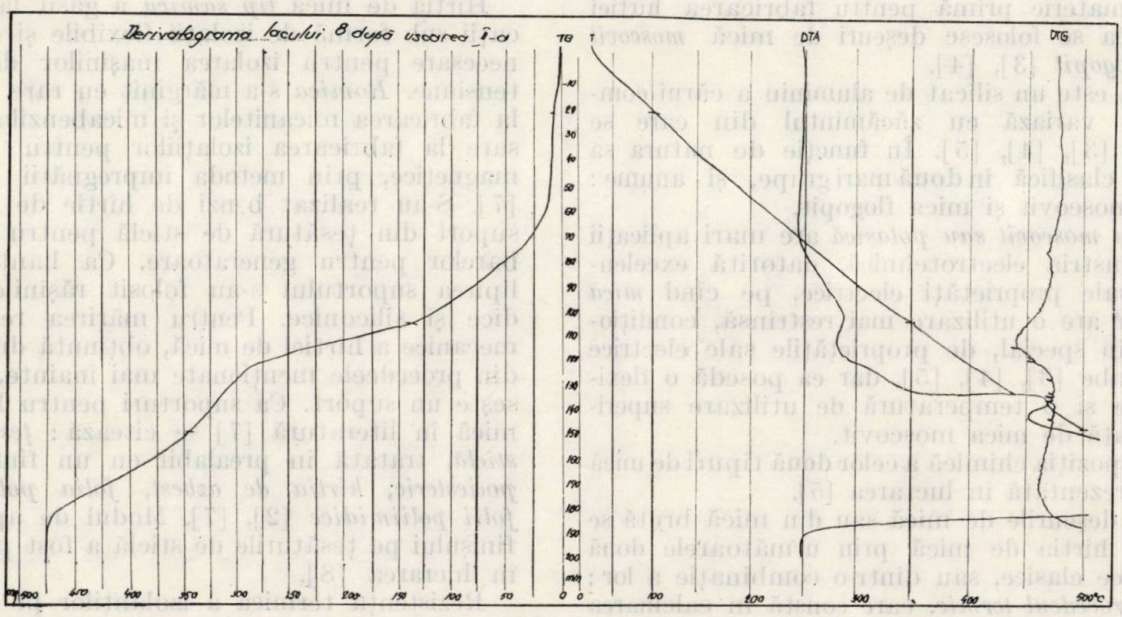


Fig. 6

Bibliografie

[1] *Todor, D., Moldovan, S., Sterescu, M.* Metode fizice de analiză în chimia analitică, vol. I, Bucureşti, Ed. CDICP, 1970, p. 105—187.

[2] *Liptay, G., David, P., Erdey, L.* Derivatographie study of thermal decompozition of electrical insulating materials and insulators. In: Electrotechnika, vol. **57**, 1964, p. 392.

[3] *Hemeth, E., Liptay, G.* The thermal stability of enamelled wire. Thermoanalysis a short time test method of assesment. In: Wire Industry, vol. **36**, 1969, p. 515.

[4] *Barral, M.* ş.a. Characterization of Block and Random Ethylen-Propylene Copolymers by Differential Thermal Analysis. In: G. Applied Polymer Science, vol. **9**, p. 3061—3065.

[5] Derivatograph tip 3427. Sistem F. Paulik, J. Paulik, L. Erdey. Prospect.

[6] *Toop, D. J.* The Use of Thermo-gravimetric Analyses as a Rapid Screening Test for Large Numbers of Experimental Insulations. In: IEEE Trans. Electr. Insulation, vol. **7**, nr. 1, 1972, p. 25—33.

Intrat în redacţie la 9.I.1975

CZ 621.315.612/615

IZOLAŢII FLEXIBILE
HÎRTIE DE MICĂ
PROPRIETĂŢI
UTILIZARE

Noi tipuri de materiale pe bază de hîrtie de mică

GRIGORE NICOLA şi CRISTINA GIURCANU* — BUCUREŞTI

Dezvoltarea rapidă a industriei noastre electrotehnice a impus realizarea unor noi tipuri de materiale electroizolante pe bază de hîrtie de mică.

Materialele pe bază de foiţă de mică fabricate în prezent la Intreprinderea de cabluri şi materiale electroizolante din Bucureşti, prezentate în [1], nu satisfac exigenţele constructorilor de maşini electrice, deoarece foiţele de mică nu asigură o uniformitate a grosimei pe toată lungimea izolaţiei, datorită suprapunerilor foiţelor de mică, a aglomerărilor de liant, şi a golurilor de aer create de alunecarea foiţelor de mică în timpul fabricării izolanţilor.

În plus, izolanţii fabricaţi cu foiţă de mica au un preţ ridicat şi sînt disponibili în cantităţi limitate [2].

Prin fabricarea hîrtiei de mica se pot realiza izolaţii cu o flexibilitate mărită la un preţ relativ scăzut, faţă de izolaţiile conţinînd foiţă de mică, de asemenea acestea posedă o uniformitate a grosimii în toată lungimea izolaţiei, nu prezintă aglomerări de liant şi nici goluri de aer. Izolaţiile fabricate cu hîrtie de mică au proprietăţi electrice superioare (rigiditate dielectrică, tangenta unghiului de pierderi dielectrice etc.).

* Ing. *Nicola, Gr.* şi ing. *Giurcanu C.* lucrează la I.C.M.E.-Bucureşti.

Ca materie primă pentru fabricarea hîrtiei de mica se folosesc deșeuri de mică *moscovit* sau *flogopit* [3], [4].

Mica este un silicat de aluminiu a cărui compoziție variază cu zăcămîntul din care se obține [3], [4], [5]. În funcție de natura sa ea se clasifică în două mari grupe, și anume: mica moscovit și mica flogopit.

Mica moscovit sau potasică are mari aplicații în industria electrotehnică, datorită excelentelor sale proprietăți electrice, pe cînd *mica flogopit* are o utilizare mai restrînsă, condiționată, în special, de proprietățile sale electrice mai slabe [3], [4], [5], dar ea posedă o flexibilitate și o temperatură de utilizare superioară față de mica moscovit.

Compoziția chimică a celor două tipuri de mică este prezentată în lucrarea [5].

Din deșeurile de mică sau din mică brută se obține hîrtia de mică prin următoarele două procedee clasice, sau dintr-o combinație a lor:

— *procedeul termic*, care constă în calcinarea micei la temperaturi de 750—900°, pînă cînd mica pierde circa 50% din apa de cristalizare, urmată de un tratament chimic și de spălări, obținîndu-se în final pasta din care se fabrică, după procedeele clasice folosite la fabricarea hîrtiei celulozice, hîrtia de mică;

— *procedeul mecanic sau hidromecanic* constă în reducerea micei în fulgi sau „paillette", prin clivarea mecanică cu ajutorul jeturilor de apă sub presiune, în dezintegratoare speciale. Se obține o pastă de mică, care se folosește la obținerea hîrtiei de mică după procedeul clasic de fabricare a hîrtiei celulozice.

Hîrtia de mică se fabrică de diferite firme sub denumirile comerciale de *samica*, *isomica*, *mica mat*, *romica*, *dehidrated mica* etc.

Conform procedeelor indicate mai înainte se obține o foaie continuă, uniformă și flexibilă de mică pură, care servește ca materie primă pentru multe aplicații electrotehnice și în special pentru fabricarea produselor similare care au la bază foița de mică.

Rigiditatea dielectrică și proprietățile mecanice ale hîrtiei de mică sînt slabe, datorită faptului că hîrtia de mică conține uneori pînă la 35%, din volumul său, goluri de aer [7]. În unele aplicații aceste goluri sînt umplute cu diferite rășini de impregnare.

Dintre rășinile de impregnare folosite în scopul umplerii golurilor citate de literatură menționăm rășinile poliesterice, epoxidice, siliconice etc. [2], [7]. Impregnarea hîrtiei de mică se execută după procedeul clasic de impregnare a hîrtiilor celulozice. În general, se recomandă o uscare prealabilă a hîrtiei de mică înainte de impregnare [7]. Timpul necesar de impregnare este determinat de grosimea izolației, de viscozitatea rășinii de impregnare și de tratamentul final folosit pentru uscarea rășinilor de impregnare.

Hîrtia de mică *tip samica* a găsit largi aplicații sub formă de izolații flexibile și de benzi necesare pentru izolarea mașinilor de înaltă tensiune. *Romica* s-a mărginit cu rare excepții la fabricarea micanitelor și micabenzilor, necesare la fabricarea izolațiilor pentru bobinele magnetice, prin metoda impregnării sub vid [7]. S-au realizat benzi de hîrtie de mică cu suport din țesătură de sticlă pentru izolarea barelor pentru generatoare. Ca liant pentru lipirea suportului s-au folosit rășinile epoxidice și siliconice. Pentru mărirea rezistenței mecanice a hîrtiei de mică, obținută după unul din procedeele menționate mai înainte, se folosește un suport. Ca suporturi pentru hîrtia de mică în literatură [7] se citează: *țesătură de sticlă*, tratată în prealabil cu un finiș, *fetrul poliesteric*, *hîrtia de azbest*, *folia poliesterică*, *folii poliimidice* [2], [7]. Modul de aplicare a finișului pe țesăturile de sticlă a fost prezentat în lucrarea [8].

Rezistența termică a izolanților pe bază de hîrtie de mică se determină, pentru lianții folosiți, după metodele clasice folosite la rășini [9]. Cele mai importante metode pentru determinarea comportării termice a rășinilor fiind, în același timp, moderne, rapide și cu o largă aplicabilitate, sînt în special, următoarele: analiza torsională pe suport (*TBA* *), analiza termică diferențială (*DTA* *) și analiza termogravimetrică (*TGA* *) [10]. În lucrarea [11], s-au prezentat ultimele două metode aplicate, în special, la produse pe bază de hîrtie de mică.

Produse pe bază de hîrtie de mică fabricate în țară

În cursul anului 1972, s-a pus în fabricație la ICME — București o instalație de fabricat hîrtie de mică, după procedeul hidromecanic, conform licenței COGEBI-LOT Belgia. Cu hîrtia de mică fabricată conform licenței mai sus-menționată s-au realizat o serie de produse flexibile și termoreactive, conform licenței MICAFIL S.A. —Elveția.

În cele ce urmează se prezintă produsele pe bază de hîrtie de mică flexibile și termoreactive, caracteristicile lor, metodele de încercare a lor, precum și recomandările pentru utilizarea produselor.

Micabenzi poroase. Conform NID 3376—73, se fabrică două tipuri de produse, și anume:

— *micabandă poroasă P 710*, compusă din hîrtie de mică fixată pe un suport din fetru poliesteric, recomandată pentru clasa B de izolație termică (130°);

— *micabandă poroasă P 711*, compusă din hîrtie de mică, fixată pe un suport de țesătură de sticlă, recomandată pentru clasa F de izolație termică (155°).

Aceste produse conțin o cantitate minimă de liant, pentru a putea fi impregnate ulterior

* S-a menținut prescurtarea americană.

sub vid, cu rășină epoxidică, pentru clasa F, sau poliesterică pentru clasa B de izolație termică. Micabenzile se recomandă pentru izolarea bobinelor statorice ale motoarelor de joasă, medie sau înaltă tensiune. Durata de conservare sau „self life" a micabenzilor poroase la o temperatură de maximum 30° și 65% umiditate relativă este de maximum 1 an.

Proprietățile micabenzilor poroase sînt prezentate în tabelul 1.

Tabelul 1

Proprietățile micabenzilor poroase pe bază de hîrtie de mică și liant epoxidi

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	Tipul de produs							
		P 710				P 711			
1	Grosimea izol.,* mm	0,11	0,13	0,15	0,20	0,11	0,13	0,15	0,20
2	Greutatea izol., ** 9/m²	135	165	205	295	130	100	200	290
3	Conținut în mică,*** %	66	72	78	84	69	75	80	86
4	Conținut de liant, %****	7,5	6	5	3,4	7,5	6	5,5	3,5
5	Rezistența la tracțiune min., kgf/cm	2	2	2	2	6	6	6	6

* Toleranțe la grosime: ± 15%
** Toleranțe la greutatea izolației: ± 10%
*** Toleranțe la conținut în mică: ± 5%
**** Maxim

Micafolii cu hîrtie de mică. Conform NID 3376—73, se fabrică următoarele tipuri de produse:

— *micafoliu P 700*, compus din hîrtie de mică fixată pe un suport de hîrtie celulozică sau fetru poliesteric cu un liant pe bază de rășini epoxidice; este recomandat pentru clasa B de izolație termică;

— *micafoliu P 701*, compus din hîrtie de mică fixat pe un suport de țesătură de sticlă cu un liant epoxidic; este recomandat pentru clasa F de izolație. Durata de conservare sau „self life" la o temperatură de 30° și la o umiditate relativă de maximum 65%, pentru produsele P 700 și P 701 este de maximum 6 luni. Micafoliile se recomandă pentru izolarea conductoarelor elementare, a bobinelor, conexiunilor de joasă sau medie tensiune.

În tabelul 2 se prezintă proprietățile micafoliilor cu hîrtie de mică.

Micanite și micabenzi termoreactive. Conform NID 3376—73 se fabrică următoarele tipuri de produse:

— *micabandă preimpregnată P 721*, compusă din hîrtie de mică fixată pe un suport de fetru poliesteric, impregnată cu o rășină epoxidică; este recomandată pentru clasa B de izolație;

— *micabandă preimpregnată P 722*, compusă din hîrtie de mică fixată pe un suport de țesătură de sticlă, impregnată cu o rășină epoxidică similară tip P 721, este recomandată pentru clasa F de izolație. Durata de conservare sau „self-life" a produselor la o temperatură de maximum 20°, este de maximum 4 săptămîni. Aceste produse avînd un agent de reticulare foarte reactiv, trebuie conservate în camere speciale frigorifice, la o temperatură sub 0° pentru a li se mări „self life";

— *micanite vulcanizabile P 723* și *micabanda vulcanizabilă P 723*, compusă din hîrtie de mică fixată pe un suport de țesătură de sticlă impregnată cu cauciuc siliconic (elastomer)

Tabelul 2

Proprietățile micafoliilor pe bază de hîrtie de mică și liant epoxidic

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	Tipul de produs			
		P 700		P 701	
1	Grosimea izol.,* mm	0,16	0,19	0,15	0,18
2	Greutatea izol.,** g/m²	215	270	210	280
3	Conținut de mică***, %	56	59	58	57
4	Conținut de liant,**** %	30	30	30	30
5	Tensiunea de străpungere pentru 3 straturi presate la cald, min, kV.	12	15	12	15

* Toleranțe la grosime: ± 15%
** Toleranțe la greutatea izolației: ± 10%
*** Toleranțe la conținut în mică: ± 5%
**** Toleranțe la conținut în liant: ± 5%

nevulcanizat. Produsele sînt recomandate pentru clasa H de izolație (180°).

Aceste produse se recomandă la izolarea conductorilor elementari ai bobinelor conexiunilor pentru motoare cu înaltă solicitare termică, ca generatoare, transformatoare sau alte aparate pentru joasă, medie și înaltă tensiune. Durata de conservare a produsului la temperatura de 30° și la o umiditate de 65% este de maximum două luni, iar la o temperatură de 10°

și la aceeași umiditate relativă este de maximum 1 an. Proprietățile produselor sînt prezentate în tabelul 3.

Tabelul 3

Proprietățile micanitelor și benzilor termoreactive pe bază de hîrtie de mică

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	Tipul de produs			
		P 721	P 722		P 723
1	Grosimea izolației*, mm	0,13	0,14	0,11	0,15
2	Greutatea izolației**, g/m²	270	260	160	215
3	Conținut în mică***, %	45	46	56	56
4	Rezistența la tracțiune, kgf/cm				
	— valori conform NID 3376—73[1]	2	6	2	3
	— valori obținute	—	7,3	—	12,3
5	Conținut în liant****, %	40	40	30	30

* Toleranțe la grosime: ± 15%
** Toleranțe la greutatea izolației: ± 12%
*** Toleranțe la conținut în mică: ± 5%
**** Toleranțe la conținut în liant: ± 5%
[1] Valori minime impuse în NID 3376—73

Produse pe bază de hîrtie de mică flexibile

Sub această denumire se înțeleg produsele avînd ca izolant principal hîrtie de mică și diferiți lianți, care în condiții normale de utilizare prezintă o flexibilitate ridicată. În funcție de natura liantului și conform NID 3377—73, aceste produse se clasifică în următoarele grupe:

— *micanită flexibilă P 712*, compusă din hîrtie de mică impregnată cu o rășină poliuretanică; recomandată pentru clasa B de izolație termică;

— *micanită flexibilă* și *micabandă flexibilă P 713*, compusă din hîrtie de mică fixată pe un suport de țesătură de sticlă, impregnată cu o rășină poliuretanică. Produsul are proprietăți mecanice și electrice superioare lui P 712, și este recomandat pentru clasa B de izolație termică;

— *micanită flexibilă* și *micabandă flexibilă P 714*, este o izolație combinată, compusă din hîrtie de mică fixată între două suporturi de țesătură de sticlă, impregnate cu o rășină poliuretanică. Produsul are proprietăți mecanice și electrice superioare tipului P 713 și este recomandat pentru clasa B de izolație termică. Proprietățile produselor sînt prezentate în tabelul 4;

— *micanită flexibilă P 715*, compusă din hîrtie de mică impregnată cu o rășină epoxidică, recomandată pentru clasa F de izolație termică;

— *micanită flexibilă* și *micabandă flexibilă P 716*, compusă din hîrtie de mică fixată pe un suport de țesătură de sticlă, impregnată cu o rășină epoxidică. Produsul are proprietăți mecanice și electrice superioare produsului P 715, și este recomandat pentru clasa F de izolație termică;

— *micanită flexibilă* și *micabandă flexibilă P 717*, compusă din hîrtie de mică fixată între două foi de țesătură de sticlă, impregnată cu o rășină epoxidică. Această izolație combinată are proprietăți electrice și mecanice superioare produsului P 716 și este recomandată pentru clasa F de izolație termică. Proprietățile produselor sînt prezentate în tabelul 5.

— *micanită flexibilă P 718*, compusă din hîrtie de mică, impregnată cu o rășină silico-

Tabelul 4

Proprietățile micanitelor și micabenzilor flexibile pe bază de hîrtie de mică și liant de rășină poliuretanică

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	Tipul de produs							
		P 712			P 713			P 714	
1	Grosimea izol.*, mm	0,09	0,11	0,14	0,10	0,15	0,17	0,15	0,22
2	Greutatea izol.**, g/m²	120	160	210	140	200	260	187	302
3	Conținut în mică***, %	75	75	75	75	58	62	48	53
4	Conținut în liant****	25	25	25	25	25	25	25	25
5	Rezistența la tracțiune, min. kgf/cm	1,2	1,4	1,6	3,5	6	8	7	12
6	Tensiunea de străpungere, min. kV[1]	4	5	6	2,5	3	3,8	2,5	3,8

* Toleranțe la grosime: ± 15%
** Toleranțe la greutatea izolației: ± 10%
*** Toleranțe la conținut în mică: ± 5%
**** Toleranțe la conținut în liant: ± 5%
[1] Pentru tipul P 712, determinarea s-a efectuat pe 3 straturi suprapuse, iar pentru celelalte tipuri, pe conductoare înfășurate cu bandă din produse.

Tabelul 5

Proprietăţile micanitelor şi micabenzilor flexibile pe bază de hîrtie de mică şi liant de răşină epoxidică

Nr crt.	Denumirea caracteristicii	Tipul de produs							
		P 715			P 716			P 717	
1	Grosimea izol.,* mm	0,09	0,11	0,14	0,11	0,15	0,10	0,15	0,22
2	Greutatea izol.,** g/m²	120	160	210	147	207	210	167	305
3	Conţinut în mică,*** %	75	75	75	61	58	62	48	53
4	Conţinut în liant,**** %	25	25	25	25	25	25	25	25
5	Rezistenţa la tracţiune, min. kgf/cm	1,2	1,4	1,6	3,5	6	6	7	12
6	Tensiunea de străpungere, min. kV[1]	4	5	6	2,5	3	5,8	2,5	3,8

* Toleranţe la grosime : ± 15%
** Toleranţe la greutatea izolaţiei : ± 10%
*** Toleranţe la conţinut în mică : ± 5%
**** Toleranţe la conţinut în liant : ± 5%
[1]Pentru tipul P 715, determinarea s-a efectuat pe 3 straturi suprapuse, iar pentru celelalte tipuri, pe conductoare înfăşurate cu bandă din produse.

nică, este recomandată pentru clasa H de izolaţie termică;

— *micanită flexibilă* şi *micabandă flexibilă P 719*, compusă din hîrtie de mică fixată pe un suport de ţesătură de sticlă, impregnată cu o răşină siliconică. Produsul are proprietăţi electrice şi mecanice superioare tipului P 718 şi este recomandat pentru clasa H de izolaţie termică;

— *micanită flexibilă* şi *micabandă flexibilă P 720*, este o izolaţie combinată, compusă din hîrtie de mică, fixată între două foi de ţesătură de sticlă, impregnată cu o răşină siliconică. Produsul are proprietăţi electrice şi mecanice superioare produsului P 719 şi este recomandat pentru clasa H de izolaţie termică. Proprietăţile produselor avînd ca liant răşina siliconică sînt prezentate în tabelul 6.

Micafoliile şi micanitele menţionate se fabrică sub forma de foaie continuă cu lungimea cuprinsă între 50 şi 150 m, şi cu o lăţime de 950 ± 50 mm.

Micabenziile se fabrică în role cu lungimea de 25 ± 1 m, sau de 50 ± 1 m şi cu lăţimile următoare :

— 15 ± 1 mm — 30 ± 1 mm;
— 20 ± 1 mm — 35 ± 1 mm;
— 25 ± 1 mm — 45 ± 1 mm.

Tabelul 6

Proprietăţile micanitelor şi micabenzilor flexibile pe bază de hîrtie de mică şi liant de răşini siliconice

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	Tipul de produs							
		P 718			P 719			P 720	
1	Grosimea iuol.,* mm	0,09	0,11	0,14	0,11	0,13	0,15	0,15	0,22
2	Greutatea izol.,** g/m²	120	160	210	154	195	200	187	305
3	Conţinut în mică,*** %	75	75	75	58	62	60	48	53
4	Conţinut în liant**** %	25	25	25	25	25	25	25	25
5	Rezistenţa la tracţiune, min. kgf/cm	1,2	1,4	1,6	2	2	3	4	6
6	Tensiune de străpungere, min. kV[1]	4	5	6	2,5	3	3	2,5	3,8

* Toleranţe la grosime : ± 15%
** Toleranţe la greutatea izolaţiei ν : ± 10%
** Toleranţe la conntinut în în mică : ± 5%
**** Toleranţe la conţinut în liant : ± 5%
[1] Pentru tipul P 718, determinarea s-a efectuat pe 3 straturi suprapuse, iar pe celelalte tipuri, pe conductoare înfăşurate cu bandă din produse.

Metodele de analiză și determinare a caracteristicilor produselor sînt acelea prezentate în NID 3376—73 și NID 3130—73, și anume:

Conținutul în mică și liant s-a determinat conform indicațiilor date în normele menționate.

Rezistența la tracțiune s-a determinat cu ajutorul unui aparat, conform STAS 4737—69, pe benzi cu o lungime de 200 mm și cu o lățime de 15 mm pentru produse cu o lățime de maximum 25 mm.

Tensiunea de străpungere s-a determinat conform STAS 6257—68, și anume:

— pe epruvete obținute prin presarea a trei foi de produs cu dimensiunile de 150 × 150 mm, presate timp de 30 minute la o presiune specifică de 5 kgf/cm² și la temperatura de 160°;

— pe epruvete obținute prin înfășurarea cu bandă a două conductoare de cupru dreptunghiulare cu grosimea de 1—3 mm, lățimea de 6—10 mm și lungimea de 500 mm.

În scopul exemplificării rezultatelor privind proprietățile produselor date în tabelele 1, 2, 3, 4, 5 și 6 prezentăm în tabelele 7 și 8, proprietățile obținute pe principalele tipuri de grupe de produse. Din tabelele 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7 și 8, se constată că benzile poroase, P 710 și P 711, au cel mai redus conținut de liant, conținut ce scade cu creșterea grosimii izolației și anume de la maximum 7,5%, pentru grosimea de 0,11 mm, la maximum 3,5%, pentru grosimea de 0,20 mm, tabelele 1 și 7.

Micanitele și micabenzile termoreactive P 721 și P 722 au cel mai mare conținut în liant, valoarea medie de 40%, fiind urmate de micafoliile P 700 și P 701, care au un conținut mediu de 30% liant (tabelele 3 și 7).

Un conținut mediu de 25% se constată și la micanitele și micabenzile flexibile, poliuretanice, P 712, P 713, P 714, epoxidice, P 715, P 716, și siliconice, P 718, P 719, P 720, prezentate în tabelele 4, 5, 6 și 8. Conținutul în mică variază invers cu conținutul în liant, cel mai mare conținut în mică se găsește la benzile poroase, P 710 și P 711, și anume acesta crește cu creșterea grosimii izolației de la 66%, pentru grosimea de 0,11 mm, la 86% pentru grosimea de 0,20 mm. De asemenea micanitele și benzile flexibile fără suport au un conținut mediu de 75%, P 712, P 715 și P 718, tabelele 4, 5, 6, 7 și 8.

Rezistența la tracțiune crește cu creșterea numărului de suporturi de țesătură de sticlă, sau de fetru poliesteric, și cu grosimea acestora.

Cea mai mică valoare a rezistenței la tracțiune se obține la produsele care nu conțin un alt suport decît hîrtia de mică, P 712, P715, P 718, tabelele 4, 5, 6 și 8. Cea mai mare rezistență la tracțiune se obține la micanitele și micabenzile care au ca liant o rășină epoxidică P 715, P 716, P 717, de minimum 9,47 kgf/cm², pentru produsul P 715, fără suport textil și de maximum 23,50 kgf/cm² pentru produsul ce conține ca suport două foi de țesă-

Tabelul 7

Proprietățile comparative ale micafoliilor, micabenzilor poroase și micanitelor și micabenzilor termoreactive

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	Tipul de produs				
		mica-foliu*	mica bandă poroasă*		produse termoreactive**	
		P 701	P 710	P 711	P 722*	P 723***
1	Grosimea izolației, mm	0,15	0,15	0,11	0,14	0,15
2	Greutatea izolației, g/m²	219	208	130	237	205
3	Conținut în mică, %	53,7	75,2	72,6	50,1	53,4
4	Conținut în liant, %	34,6	4,2	6,7	35,7	38,5
5	Rezistența la tracțiune, kgf/cm	—	4,53	14,1	6,3	12,37

* liant epoxidic
** micanite și micabenzi termoreactive
*** liant cauciuc siliconic

Tabelul 8

Proprietățile comparative ale micanitelor și micabenzilor flexibile

Nr. crt.	Denumirea caracteristicii	Tipul de produs								
		poliuretanice			epoxidice			siliconice		
		P 712	P 713	P 714	P 715	P 716	P 717	P 718	P 719	P 720
1	Grosimea izolației, mm	0,14	0,15	0,15	0,14	0,15	0,15	0,14	0,13	0,15
2	Greutatea izolației, g/m²	213	204	203	205	200	204	216	202	191
3	Conținut în mică, %	73,8	60,7	44,1	71,6	60,8	46,2	71,2	60,8	46,3
4	Conținut în liant, %	23,6	24,4	28,2	28,4	24,3	27,5	29,1	25,9	24,7
5	Rezistența la tracțiune, kgf/cm	7,45	14,8	20,3	9,47	15,3	23,5	2,36	12,67	15,3
6	Tensiunea de străpungere, kV	7,09	4,95	4,47	13,67	6,68	4,86	6,38	3,25	4,15

tură de sticlă, P 717 (tabelul 8), explicabil prin marea aderenţă a răşinilor epoxidice la silicaţi, mica, ţesătura de sticlă.

Micanitele şi micabenzile ce conţin ca liant răşina siliconică au cea mai mică rezistenţă la tracţiune, P 718, P 719, P 720. Cea mai mică rezistenţă se obţine cu produsul care nu conţine suport textil, P 718, minimum 2,36 kgf/cm^2 şi cea mai mare pentru produsul P 720, de maximum 15,33 kgf/cm, explicabil prin slaba aderenţă a răşinilor siliconice la silicaţi.

Micabenzile poroase şi micanitele flexibile termoreactive au valori intermediare.

Tensiunea de străpungere variază în funcţie de conţinutul şi de natura liantului. Cea mai mare valoare a tensiunii de străpungere, se obţine la micafoliu P 700 şi P 701, care au un conţinut în liant de circa 30% (de minimum 12 kV, pentru grosimea de 0,15 mm şi de minimum 15 kV, pentru grosimea de 0,19 mm).

Tensiunea de străpungere creşte cu scăderea numărului de suporturi.

Dintre micanitele şi micabenzile flexibile fără suport, tipul P 715, care conţine o răşină epoxidică, are cea mai mare valoare a tensiunii de străpungere de 13,67 kV, care scade pe măsură ce creşte numărul de suporturi, ajungînd, astfel, la valoarea de 4,86 kV pentru tipul P 717, ce conţine două foi de ţesătură de sticlă.

Cea mai mică tensiune de străpungere se obţine la micanitele şi micabenzile flexibile P 718, P 719, P 720, produse ce conţin ca liant o răşină siliconică, explicabil prin scăderea aderenţei liantului la hîrtia de mică.

Valori intermediare pentru tensiunea de străpungere se obţin la micanitele şi micabenzile P 712, P 713, P 714, produse ce conţin ca liant o răşină poliuretanică.

Concluzii

Din cele prezentate se desprind următoarele concluzii:

— izolaţiile flexibile pe bază de hîrtie de mică posedă bune proprietăţi mecanice şi electrice în condiţii normale şi la temperaturi, recomandîndu-se în construcţia maşinilor electrice, în funcţie de natura liantului şi suportului pentru clasa B, F, şi H de izolaţie termică;

— izolaţiile ce conţin ca liant o răşină poliuretanică au o valoare a aderenţei intermediare între acelea ce conţin ca liant răşina epoxidică şi siliconică;

— proprietăţile electrice şi mecanice cresc cu creşterea aderenţei şi scad cu scăderea acesteia;

— proprietăţile electrice cresc cu creşterea conţinutului în liant şi scad pe măsură ce acesta scade.

— proprietăţile electrice cresc cu scăderea numărului de suporturi textile anorganice.

Bibliografie

[1] *Lică, V.* şi *Burdulea, C.* Materiale electroizolante. Îndreptar. Bucureşti, Editura tehnică, 1969, p. 423—428.

[2] *Dhar, R.* ş.a. Micanita şi proprietăţile ei. În: Central Glass. Ceramic Research Institute, vol. **9**, nr. 2, 1962, p. 67—78.

[3] *Clark, F.* Insulating Materials for Design Engineering Practice. New York, Editura John Villey Sons. 1962, p. 1109—1155.

[4] *Birks, J.* Modern Dielectric Materials. Londra, Editura Heywood Comp. Ltd. 1962, p. 128.

[5] *Borowiak, F.* ş.a. Noi materiale electroizolante pe bază de Samica. In: Prezeglad. Elektrotechniczny, vol. **37**, nr. 4, 1961, p. 161—164.

[6] *Rembold, H.* Newe Isoliermaterialen mit Glimmer papier zur Spulen und Stabisolation von elektrischen Maschinen. In: Bulletin de l'Association Suisse des Electriciens, nr. 20, 1964, p. 1025—1030.

[7] * * * Materiale izolante pe bază de mică. Culegere de material documentar. Bucureşti, IDT, 1966, p. 8—9.

[8] *Nicola, Gr.* Influenţa finişului asupra proprietăţilor sticlotextolitului cu răşini fenoloformaldehidice modificate. In: Electrotehnica, vol. **17**, nr. 3, 1969, p. 100—106.

[9] *Nicola, Gr.* Noi tipuri de lacuri de impregnare realizate în ţară. In: Electrotehnica, vol. **22**, nr. 2, 1974.

[10] *Frazer, A.* High temperature resistent polymer. New York, Editura Interscience Publisher, 1968.

[11] *Berinde, V.* Utilizarea metodelor termoanalitice la determinarea duratei de funcţionare a materialelor organice. A III-a Conferinţă a electrotehnicienilor. Bucureşti, 22—23 septembrie 1972.

Intrat în redacţie la 15.II.1974

MANIFESTĂRI ȘTIINȚIFICE ȘI TEHNICE

România — prezență de prestigiu la Tîrgul de la Leipzig, 1975

La 9 martie din acest an, s-a deschis ediția de primăvară a tradiționalului tîrg internațional de la Leipzig, cunoscut în lume de mai bine de 800 de ani.

Prestigioasa manifestare din orașul tîrgurilor al R. D. Germane a prezentat exponatele a 9000 participanți din 60 de țări ale lumii.

Participantă cu tradiție la tîrgurile de la Leipzig, exprimînd dorința fermă de a lua parte activă la schimbul mondial de valori, la diviziunea internațională a muncii, la dezvoltarea colaborării internaționale, România a fost prezentă și la această ediție a Tîrgului de la Leipzig, expunînd pe o suprafață de 1800 metri pătrați. Oferta românească s-a distins atît prin multilateralitate, dar și prin prezența sa în ramurile de vîrf ale tehnicii contemporane. Cele 11 întreprinderi românești de comerț exterior, participante la tîrg au prezentat o gamă largă de produse realizate de către ramurile de bază ale industriei noastre, produse care dețin rolul preponderent atît în structura fabricației, cît și în cea a schimburilor economice.

Experți tehnici și comerciali au urmărit cu deosebit interes demonstrațiile făcute la standul firmei ,,Mașinexport'' cu diferite tipuri de mașini-unelte. Pentru parametrii ridicați de funcționare au reținut atenția, în special, strungurile automate din seria SNA și SARO, strungul carusel SC-1200, mașinile de precizie pentru dotarea sculeriilor. În aceeași măsură, au atras atenția specialiștilor exponatele firmelor ,,Electroexportimport'' și ,,Electronum'', care au prezentat numeroase noutăți, începînd din sectorul elementelor de automatizare, de telefonie, radio-televiziune, al calculatoarelor de birou și pînă în cel al frigiderelor auto.

Un larg ecou în rîndul vizitatorilor l-au avut exponatele României prezentate pe platformele exterioare. Firmele de specialitate : ,,Industrialexport'', ,,Mecanoexportimport'' și ,,Universaltractor'' au prezentat una din cele mai frumoase demonstrații de tehnică modernă captînd atît atenția specialiștilor în domeniu, cît și a tuturor celorlalți vizitatori. În acest cadru, industria României socialiste a fost reprezentată de echipamente moderne destinate extracției petrolului, de locomotiva diesel hidraulică de 1250 CP, de o gamă variată de tractoare, pentru diferite scopuri, de vagonul de marfă tip gondolă, de locomotiva de mină 45 CP, de o multitudine de mașini agricole.

Cu o asemenea prestigioasă participare, firmele românești au întîmpinat competitiv toate firmele comerciale din lume, interesate în dezvoltarea relațiilor comerciale, de colaborare și cooperare în producție și pe tărîm tehnico-științific, pe baze reciproc avantajoase.

G.A.

Noi realizări ale tehnicii, prezentate la Tîrgul internațional de primăvară de la Leipzig, 1975

Tradiționala competiție tehnică, ce are loc la Leipzig în fiecare primăvară, s-a desfășurat anul acesta între 9 și 16 martie, sub semnul aniversării a 30 de ani de la eliberarea Germaniei de sub jugul fascist.

La această manifestare au fost prezenți peste 9 000 de expozanți din 60 de țări, care au expus, în cadrul a 20 de branșe tehnice și 18 branșe de bunuri de larg consum, cele mai noi produse, tehnologii și soluții tehnice.

Domeniul atît de vast al electrotehnicii și al tehnicii automatizării a ocupat o arie expozantă de circa 20 000 m², oferind o amplă privire de ansamblu.

Caracterul internațional al ofertei a fost asigurat de participarea întreprinderilor de comerț exterior, binecunoscute pe plan internațional, din țările socialiste, precum și a unor renumite firme din țările capitaliste. La programul expoziției au participat, în total, producători și exportatori din 23 de țări, printre care toate statele membre ale C.A.E.R., cele mai mari cinci concerne electrice capitaliste din Europa, precum și cele mai mari trei întreprinderi electrice din Japonia. Cu un volum deosebit de mare de produse electrotehnice au fost prezente, pe lîngă țara gazdă, Republica Democrată Germană, U.R.S.S., R. P. Polonă, R. P. Ungară și R. P. Bulgaria, iar din partea țărilor capitaliste, Belgia, R.F.G., Franța, Austria, Elveția și S.U.A.

Pentru prima dată s-a realizat, în cadrul branșei electrotehnice, grupa de specialitate ,,*tehnica automatizării*'', scoțîndu-se astfel în relief acel domeniu parțial al ofertei, care prezintă o însemnătate hotărîtoare pentru progresul continuu al producției industriale în ceea ce privește calitatea, cantitatea, rentabilitatea și precizia. Oferta internațională, prezentată de producători de frunte din 18 țări, pe o suprafață de 8 000 m², a cuprins soluții mecanice, pneumatice, hidraulice, electrice și electronice, incluzînd de la aparate simple de automatizare pentru procese necomplicate, pînă la efectuarea automatizată de procese cu calculatoare electronice. Oferta în domeniul electrotehnicii, prezentată de țările membre C.A.E.R. s-a desfășurat sub semnul integrării economice socialiste. Astfel, prin organizarea unei expoziții comune în fața pavilionului 18, U.R.S.S., R. P. Polonă, R. P. Bulgaria, R.D.G., și alte țări membre ale C.A.E.R. au scos în evidență colaborarea strînsă din cadrul uniunii economice a C.A.E.R. cu denumirea INTERELECTRO. Ele au prezentat produse care reprezintă rezultatul convențiilor referitoare la specializarea și cooperarea în producție. Așa de exemplu, lîngă un nou mare transformator de 400 kV, produs de uzina de transformatoare ,,Karl Liebknecht'' din Berlin, au fost expuse dispozitive electrice din U.R.S.S., ca transductoare și separatoare pentru treapta de curent de 750 kV, necesare pentru utilizarea proiectului privind linia de transport de energie electrică de 750 kV.

În domeniul comenzilor numerice, Fabrica de instalați de curenți tari din Karl—Marx—Stadt a prezentat o comandă numerică, integrată în calculator, cu ajutorul căreia pot fi comandate atît mașini-unelte luate în parte, cît și grupe de mașini prin intermediul Computerized Numerical Control (CNC) 500.

Industria electrotehnică din R. D. G. prezintă, în toate domeniile construcției electrotehnice, dovezi multiple ale înaltului său nivel tehnic. În cadrul complexului expozițional privind instalații pentru energia electrică, Uzina de transformatoare ,,Karl Liebknecht'' din Berlin a expus o construcție perfecționată a cîmpului de tablou de distribuție GSAS 123 kV cu izolare de gaz. Toate elementele tehnice de comandă sînt integrate în subansambluri închise. Modul de fabricare a liniilor de măsură și comandă conduce la economisirea unui timp prețios al operațiilor de pozare pe șantier. Cîmpul de tablou de distribuție, prezentat în cadrul expoziției, este prevăzut cu bare colectoare duble și cu întrerupătoare de

putere dispuse orizontal. La Uzina de transformatoare și aparate Roentgen „Hermann Matern" din Dresda s-a pus la punct o nouă instalație de control pentru curent pulsator, aceasta fiind prevăzută pentru curenți de transmisie de un milion de volți. Instalația, care a fost prezentată sub formă de machetă, este destinată pentru Institutul de curent continuu NIIPT din Leningrad. Cu ea se poate efectua verificarea mijloacelor de exploatare necesare într-un viitor apropiat pentru transportul energiei, cum sînt cablurile, întrerupătoarele, corpurile ceramice, transformatoarele etc., în condiții extreme de sarcini de curent, în cadrul unei probe de durată, timp de mai multe luni, în diverse condiții atmosferice. Un element de noutate în construcția de mașini electrice din R. D. Germană îl constituie seria unificată de mașini asincrone, sincrone și de curent continuu pentru domeniul de putere de la 250 la 2 500 kW, al cărei înalt nivel tehnico-științific este atestat de trecerea la categoria superioară de stabilitate termică, de corelarea progresivă a puterilor nominale față de înălțimile axelor și de introducerea constructivă de echipamente electronice pe bază de tiristoare. Cîteva modele tip scot în evidență parametrii tehnici avansați ai întregii serii de construcție. Ca o completare la seria de motoare asincrone de joasă tensiune KMR, construcția de mașini electrice din R.D.G. a prezentat seria completă de motoare cu rotor cu inele SMR. În cadrul punerii la punct a acestei serii, s-a avut în vedere, în special, îmbunătățirea proprietăților de rezistență la uzură și reducerea cantității specifice de material utilizat.

Printre cele mai recente realizări ale industriei de cabluri din R.D.G., prezente la ediția de primăvară a Tîrgului de la Leipzig din 1975 se înscriu, printre altele, cabluri de transport de energie electrică de înaltă frecvență pentru televiziune și emisiuni radiofonice pe unde ultrascurte care, spre deosebire de generația precedentă, se caracterizează printr-o rezistență sporită la uzură. Din punct de vedere constructiv acestea se disting prin faptul că, conțin conductori din tablă ondulată cu cusături longitudinale de sudură. O noutate, de asemenea, a constituit-o cablul coaxial pentru sisteme de curenți purtători de 60 MHz, cu două perechi coaxiale, cu ajutorul căruia, pot fi transmise 10 800 căi telefonice. Cablul standard cu 6 perechi coaxiale 2,6/9,7 permite transmiterea a 32 400 de căi telefonice. Cu acest cablu se asigură, pentru telecomunicații, posibilitatea de a realiza o rețea modernă de comunicații la mare distanță cu sisteme de transmitere cu un număr mare de căi. Pe lîngă acestea, printre altele, s-au expus și cabluri de curenți tari în consolă, care au fost puse la punct în baza unei activități comune cu industria de cabluri din U.R.S.S.

Gradul înalt de informații prezentat de oferta internațională de realizări în domeniul electrotehnicii a fost completat, cu ocazia ediției de primăvară a Tîrgului de la Leipzig din 1975, de un amplu program de manifestări tehnico-științifice strîns legat de grupele de specialitate. În afara unui simpozion internațional „Pneumatica în cadrul tehnicii automatizării", care s-a realizat în legătură cu grupa de specialitate *„Tehnica automatizării"*, în domeniul electrotehnicii și gospodăririi energiei, precum și cu privire la noi produse în domeniul tehnicii automatizării, s-au ținut numeroase referate speciale, susținute de expozanții din cadrul branșei electrotehnică/tehnica automatizării.

Greta Andrei

Indicații redacționale

Mijloacele de care dispune redacția revistei fiind limitate, în scopul economisirii timpului și materialelor, autorii sînt rugați a se conforma indicațiilor următoare.

Manuscrisele vor avea o întindere maximă de 10 pagini dactilografiate la două rînduri și vor fi predate redacției în două exemplare, ambele colaționate de autor.

Fiecare lucrare va fi caracterizată de autor prin 3...6 termeni descriptori, care se vor înscrie în partea dreaptă sus, pe prima pagină a lucrării și a rezumatului de autor.

Relațiile matematice se vor scrie cît mai clar, cu tuș sau cu cerneală, dîndu-se o atenție deosebită așezării și mărimii indicilor, astfel ca aceștia să fi corect indentificați și culeși la tipografie.

Desenele și graficele vor fi executate în tuș negru, pe hîrtie de calc, se vor numerota ca în text și vor fi puse într-un plic anume. Locul figurilor se va indica în text, fără a se lăsa spațiul corespunzător. Scrisul pe figuri va fi cel standardizat.

Textul explicativ al figurilor se va scrie pe o filă separată. Tabelele se vor scrie fiecare pe file separate, indicîndu-se locul lor în text, ca și pentru figuri.

Pentru fiecare lucrare, se va da bibliografie de referință indicîndu-se în mod obligatoriu :

a) numele și inițiala de prenume ale autorului, titlul în limba originală, traducerea în limba română în paranteze și în continuare :

b) ediția, numărul volumului, locul publicării, editura, anul apariției, numărul total de pagini, pagina în care este indicată bibliografia, pentru cărți*;*

c) denumirea periodicului, numărul anului de apariție (sau volum), numărul de ordine al periodicului, luna și anul publicării, pagina inițială și finală a articolului, numărul de referințe bibliografice pentru articole.

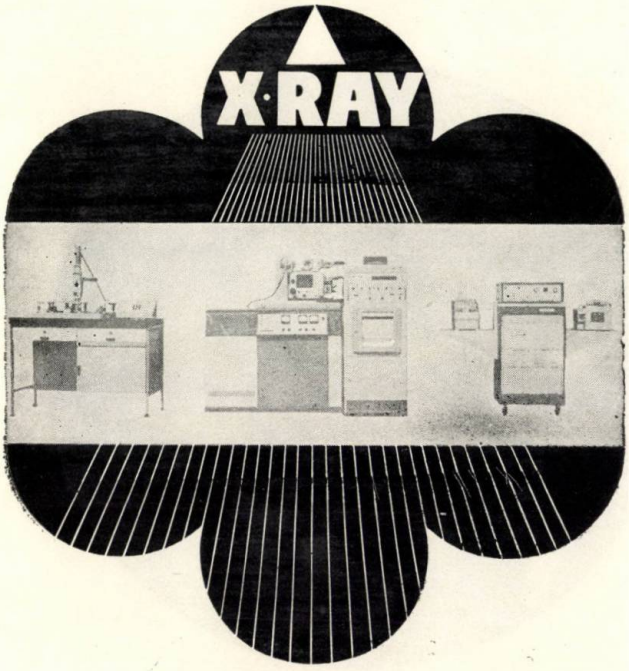
Bibliografia se va întocmi separat în 2 exemplare în ordinea de citare în text și se va numerota curent. Referințele la bibliografie se vor face în text, prin indicarea numărului de ordine al lucrării, încadrat în paranteze drepte.

Separat de text se va preda tot în două exemplare un scurt rezumat al lucrării (rezumatul de autor) în limba română și, pe cît posibil, traducerea lui în limbile engleză, rusă, franceză și germană.

Odată cu fiecare articol se va preda redacției și o fotografie a autorului (autorilor) și o notiță cu următoarele date : numele și prenumele, data nașterii, institutul și facultatea absolvite, data absolvirii, funcția pe care o deține ; titluri științifice pe care le posedă.

Întreaga responsabilitate pentru exactitatea calculelor, datelor experimentale și afirmațiilor științifice revine autorilor. Redacția își rezervă dreptul de a nu publica materiale care sînt necorespunzătoare sau nu respectă prezentele indicații.

Respectarea standardelor în vigoare, în special în ce privește simbolurile și unitățile de măsură, trebuie să constituie o preocupare continuă pentru fiecare autor.



DIFRACTOMETRU UNIVERSAL CU ROENTGEN DRON 2

Destinat pentru :

- — analize generale cu röentgen
- — studiul monocristalelor
- — determinarea unghiurilor de tăiere a plăcilor monocristalice

Asigură :

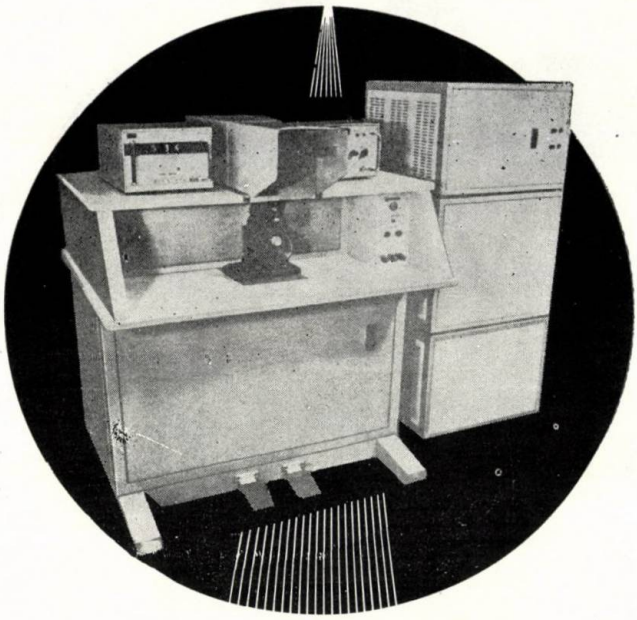
- — înaltă precizie de măsurare a unghiurilor de difracţie ;
- — posibilitatea de a efectua concomitent cercetări prin înregistrare fotografică ;
- — posibilitatea determinării automate a intensităţii integrale a porţiunii imaginei de difracţie dată ;
- — posibilitatea înregistrării imaginei de difracţie pe bandă perforată pentru introducerea pe calculator, ceea ce reduce de sute de ori timpul de prelucrare a rezultatelor.

Poate funcţiona în condiţii de temperatură înaltă şi joasă.

Exportator :
V/O TECHSNABEXPORT
Moskova 121200
Smolenskaia-Sennaia 32/34
Telex : 7628

Techsnabexport

PUBLICOM



POSIBILITĂȚI NELIMITATE ALE INSTALAȚIEI TEHNOLOGICE CU LASER „KBAHT — 10"

„KBAHT-10" — cu o rază fină de laser, în timp scurt, sudează piesele acolo unde un electrod obișnuit nu poate pătrunde datorită dimensiunilor, sudînd chiar și în interiorul retortelor

„KBAHT-10" — se caracterizează prin calitatea înaltă a îmbinărilor sudate în atmosferă de gaze inerte, posibilitatea de obținere a unor cusături etanșe, funcționînd în regimuri manual și automat

„KBAHT-10" — se folosește la sudarea în T și în coadă de rîndunică a pieselor din metale greu fuzibile și care se sudează greu : oțel inoxidabil, covar, nichel, molibden, wolfram, cupru, bronz berilic etc. Piesele sudate cu raze laser nu au deformații, care apar, de obicei, la temperaturi înalte în procesul de sudare cu arc

„KBAHT-10" — grosimea materialelor de sudat 0,8 mm
— diametrul zonei de topire (sau lățimea cusăturii sudate), mm 0.7 — 1.4
— energia de iradiere în impuls, ms 4
— frecvența de repetare a impulsurilor. imp/min. 60

Exportator — V/O TECHMAȘEXPORT
Moskova, URSS, B-330
Mosfilmovskaia. 35
Telex 7568

TECHMASHEXPORT

V/O MAȘINOEXPORT LIVREAZĂ:

— Utilaj pentru

- industria extractivă-geofizică
- cercetări seismice
- cercetări electrice
- cercetări magnetice
- cercetări gravimetrice

pentru explorări și prospecțiuni de zăcăminte de tot felul începînd cu rețeaua geofizică regională și terminînd cu toți parametrii existenți. inclusiv pentru prelucrarea datelor inițiale.

V/O MACHINOEXPORT

☎ 147-15-42 SSSR MOSKVA 117330 MOSKVA V-330 MACHINOEXPORT 7207

PUBLICOM

Elektrim

Intreprindere poloneză de comerț exterior pentru electrotehnică

00-950 Warșovia-Polonia
Czackiego 15/17
Telex : 814351
Căsuța poștală : 638

ELEKTRIM

oferă :

Separatoare de supratensiune în execuție nouă :

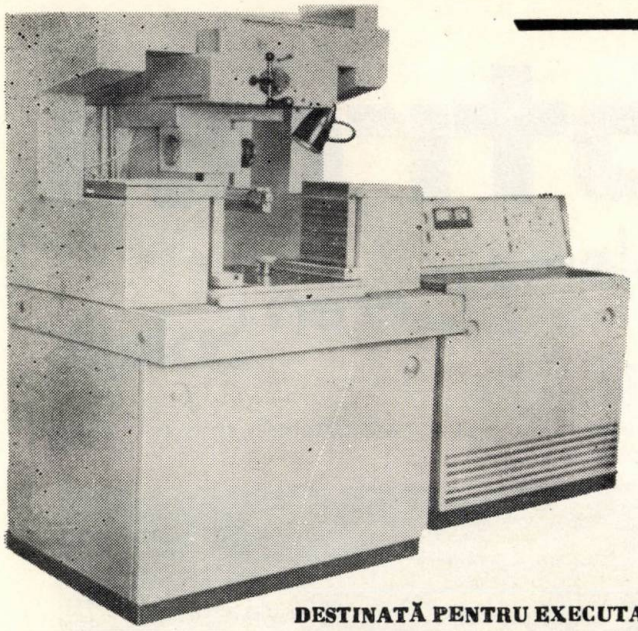
CZa/5 — pentru rețele de distribuție de construcție ușoară
Tensiunea maximă de lucru : 3-30 kV
Curentul nominal de încărcare : 5 kA

CZSa — Paratrăsnet de stație
Tensiunea maximă de lucru : 10-130 kV
Curentul nominal de încărcare : 10 kA

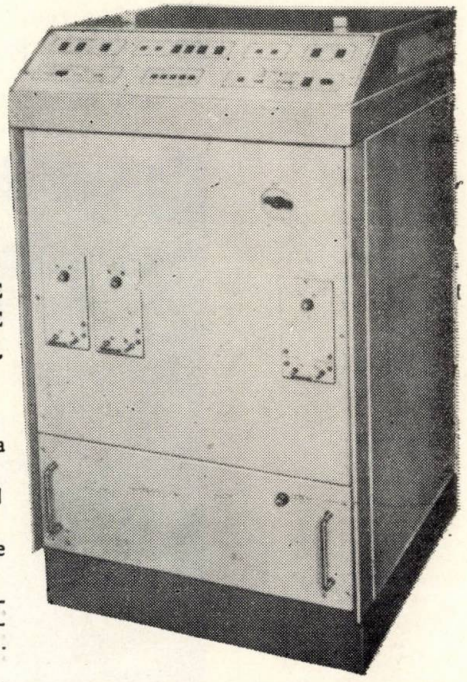
Toate separatoarele de tensiune sînt în construcție antigrizutoasă. Ele se concretizează prin siguranță mare în exploatare și durabilitate mare.

Se pot utiliza în climat temperat, la temperaturi între —35° și +40°C. La comandă specială se pot livra tropicalizate.

Separatoarele de tensiune corespund normelor poloneze și străine.



INSTALAȚIA DE PRECIZIE PRIN SCINTILAȚIE ELECTRICĂ A-207.61 CU PUPITRU CU COMANDĂ-PROGRAM tip A 745.17



DESTINATĂ PENTRU EXECUTAREA PRIN SCINTILAȚIE A PIESELOR CU GABARITE MARI DIN MATERIALE BUNE CONDUCĂTOARE DE CURENT, CU SÎRMĂ BOBINATĂ CONTINUU

Proprietăți caracteristice :

— creșterea triplă a intensității de formare la o finețe de clasa 5—6 ;

— utilizarea apei industriale ca mediu între electrozi, în locul petrolului ;

— posibilitatea transformării contururilor de gabarit mare (250×250 mm) în piese groase de 1—120 mm ;

— ușurează mult curățirea chimică și polizarea pieselor, asigurînd realizarea de piese bune 100%, deoarece pe suprafața de prelucrat cu această metodă se formează oxizi metalici care se înlătură ușor.

Caracteristici tehnice principale :

— productivitatea maximă la prelucrarea prin așchiere a pieselor cu grosimea de 3—40 mm cu electrod de cupru de Ø 0,3 mm este (mm³/min) de ;
pentru cupru — 70 : pentru oțel — 30 ; pentru aliaje dure — 20 ;

— dimensiunile maxime ale pieselor de prelucrat (mm) :
lungimea — 430 ; lățimea — 270 ; înălțimea — 120.

Caracteristicile tehnice ale pupitrului cu comandă program ;

— tipul schemei — în două coordonate, introduse pe rînd, pozițională, cu legătură inversă ;

— programator-bandă perforată din hîrtie standardizată ;

— deplasarea minimă dată de program — 0,01 mm ;

— deplasarea maximă, într-un cadru — 0,99 mm ;

— sistemul de numărare — absolut.

Soluțiile constructive originale, compacticitatea, universalitatea fac de neînlocuit instalația de prelucrare prin scintilație A-207.61 la executarea în sistemul de coordonate a suprafețelor interioare și exterioare din materiale bune conducătoare de curent.

Exportator :

V/O TECHMASEXPORT
Moskva — URSS, B-330
Mosfilmovskaia, 35 Telex : 7568

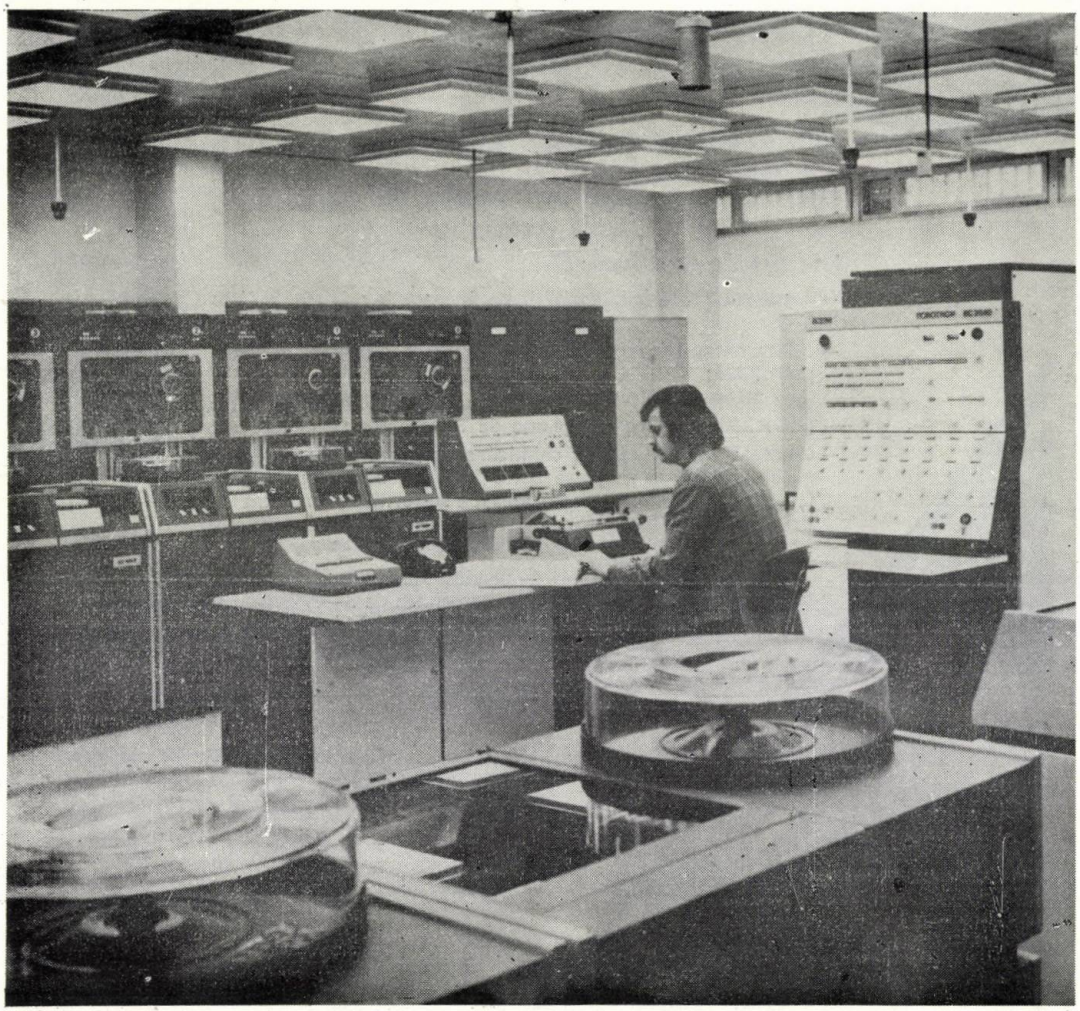
TECHMASHEXPORT

PUBLICOM

robotron

Probleme Cereri Soluţii

Importante şi pentru dv ca şi pentru noi !
Sistemul unitar de calcul electronic ESER.
Aceasta înseamnă colaborare peste graniţele ţărilor — un mare potenţial spre avantajul producătorului şi al aceluia ce-l foloseşte.



Oferta noastră:

Instalaţia de prelucrare a datelor ROBOTRON EC 1040 cu o gamă variabilă de aparate ESER pentru : soluţionarea problemelor economice şi tehnico-economice, ridicarea eficienţei în conducere, planificare şi contabilitate, aplicarea drept calculator conducător într-un sistem ierarhic. Documentaţii şi orientări sistematice referitoare la şcolarizări în privinţa utilizării, un serviciu recunoscut formează domeniul nostru de servire.

Un program spre avantajul dv ! Informaţi-vă !

bme

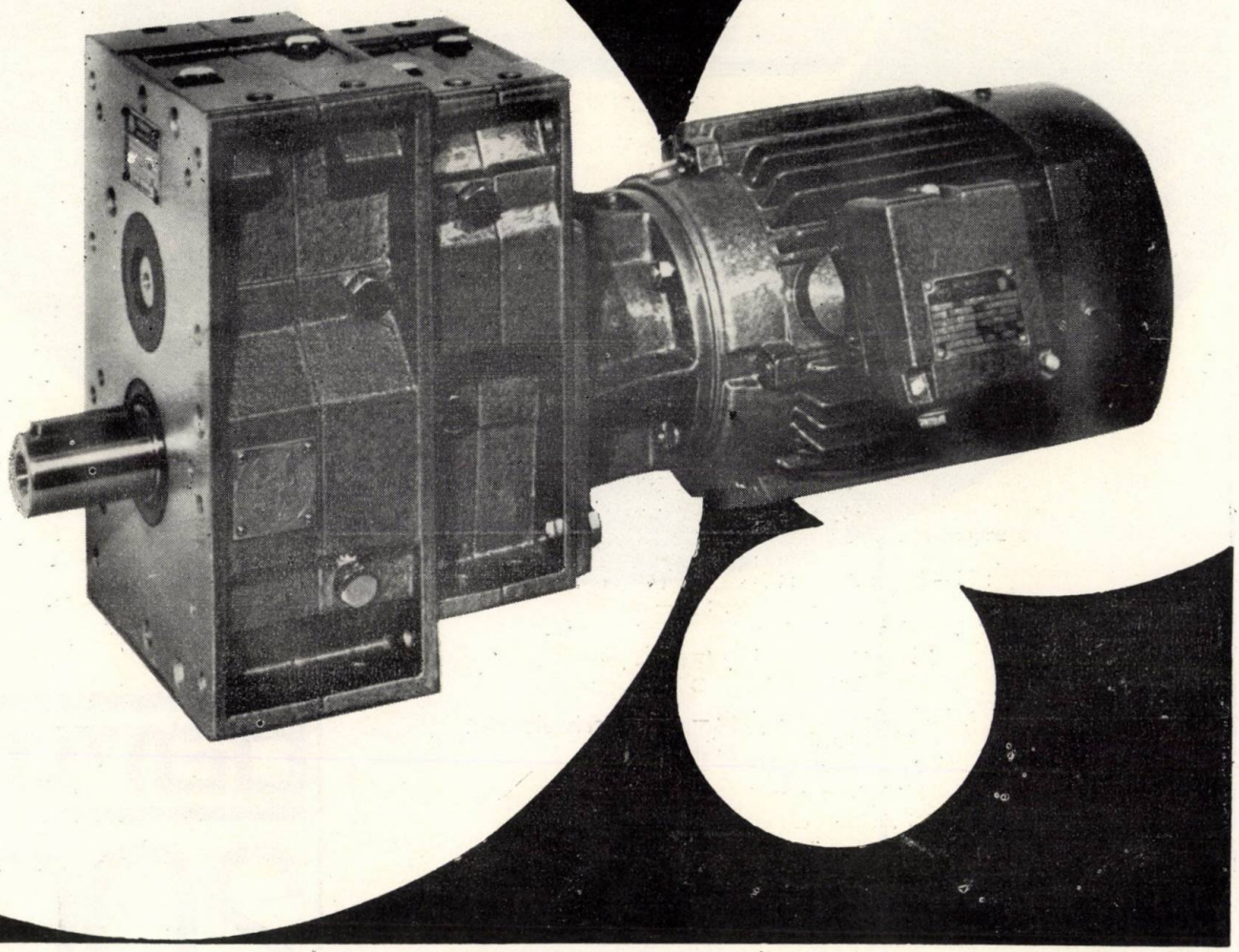
Exportator :

Büromaschinen-Export GmbH Berlin
DDR — 108 Berlin
Friedrichstrasse 61
Deutsche Demokratische Republik

PUBLICOM

Aveţi nevoie să comandaţi o viteză mică de rotaţie?

Vă oferim cutiile de viteză ALBOX



Peste tot unde aveți nevoie de o viteză mică de rotație puteți să utilizați cu succes noua gamă de cutii de viteză în concepție modulară ALBOX. Ea conține 6 cutii cu un etaj în carcasă de aluminiu cu distanța între axe de 63, 80, 100, 125, 160 și 200 mm. Ele se pot ansambla în combinație pînă la 3 etaje.

Puterea, cu motor electric : de la 0,55 kW la 30 kW.

Puterea, fără motor : de la 0,69 la 42 kW.

Viteza de rotație : de la 5,5 rot/min la 595 rot/min.

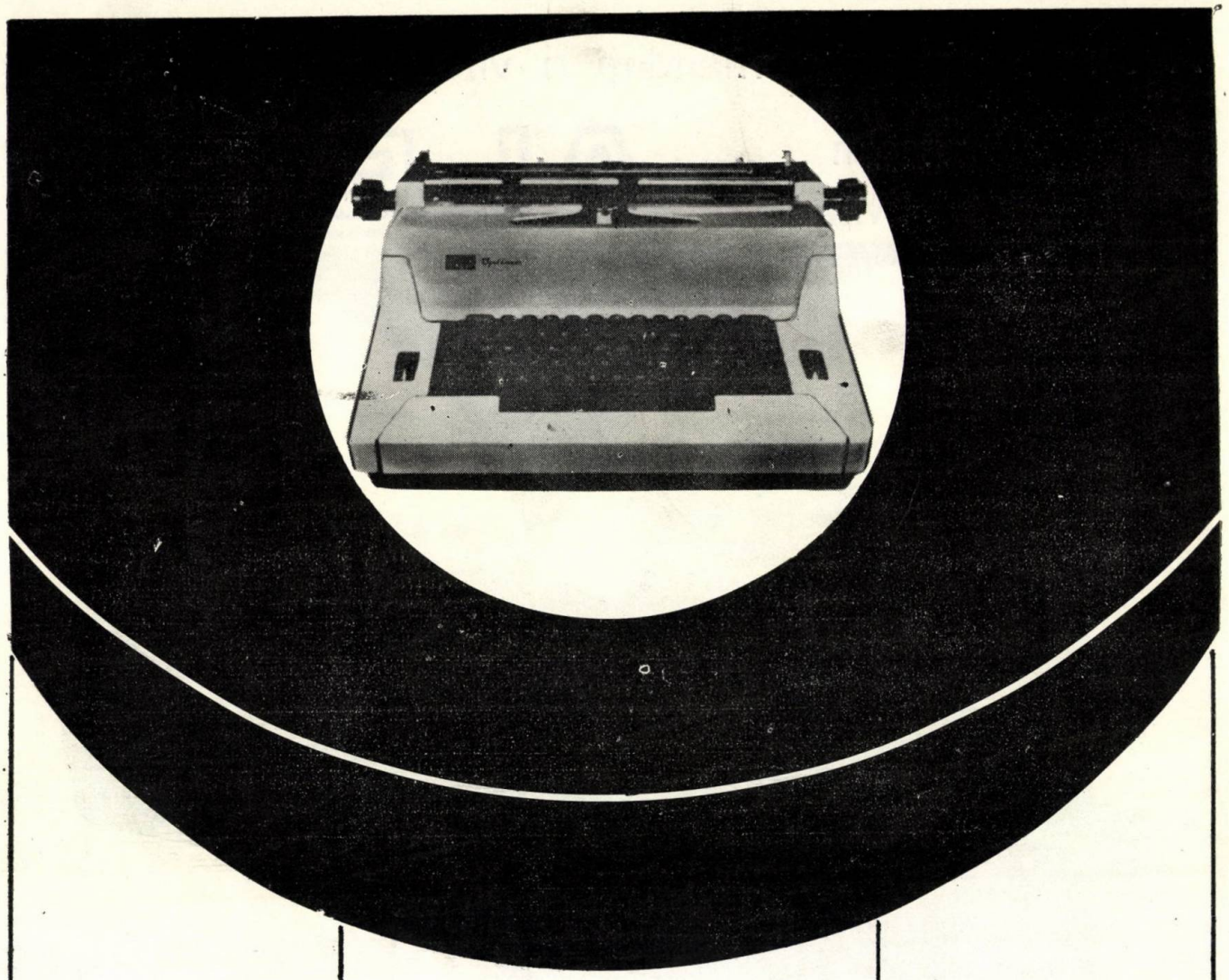
Rapoarte : de la 2,5 la 125.

Constructor PŘEROV MACHINERY

Exportator : Întreprinderea de comerț exterior.

pragoinvest Ceskomoravska 23, 18056 Praga, Cehoslovacia.

PUBLICOM



Mașina de scris electrică
DARO 200

daro
200

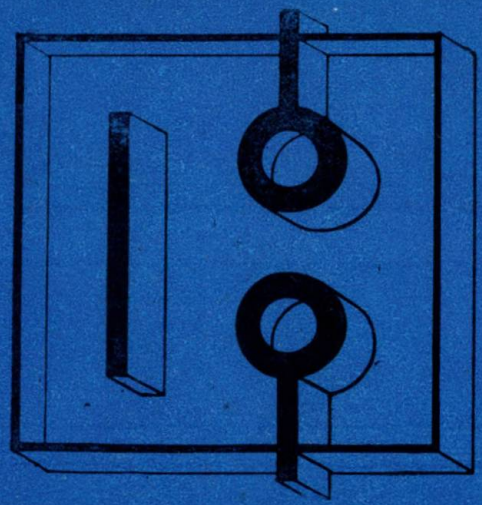
Mașini de birou —
Export GmbH Berlin
DDR — 108 Berlin
Friedrichstrasse 61
Deutsche Demokratische
Republik

Mai ușor,
mai repede,
mai bine și mai ieftin.

bme

Acestea sînt avantajele mașinii de scris electrice. Azi sau mîine vă veți decide și dv. pentru acest sistem.
De aceea familiarizați-vă de pe acum cu avantajele noului DARO 200.
Calitățile acesteia satisfac cele mai mari exigențe. Dacă aveți, în mod special, de scris acte reprezentative, atunci vă recomandăm mașina DARO 200 cu dispozitivul rapid de permutare de la banda text la banda de cărbune.

PUBLICOM



Regulatoare sub sarcină

Modificarea RS—III—400 A—220 kV/220

Selector ± 14 poziţii

RS—III—10—245—400 A, selector cu ± 19 poziţii

Compact

După licenţă Maschinenfabrik-Reinhausen

Tip F III—800 A—220/220 kV

Execuţie monofazică 800, 1200 şi 1800 A

Selector cu ± 16 trepte

Tip D III—400 A—45/110 kV ± 14 trepte la selector

Execuţie: normală, tropicalizată, uscată, umedă.

Electroimpex

Co.Ltd. Sofia, Bulgaria
17, G. Washington St.
Tel.: 88-49-91
Telex: 022575

BRD
ELPROM VERKAUFS GMBH
3587 BORKEN/BEZIRK
KASSEL
KURT SCHMACHER
ANLAGE 9
Ruf: 05682/2055
Fernschreiber 0994711

ITALY
F.A.R. S.p.A.
VIA VITRUVIO 43
20124 MILANO
TEL. 02/206135
Telex: 33504

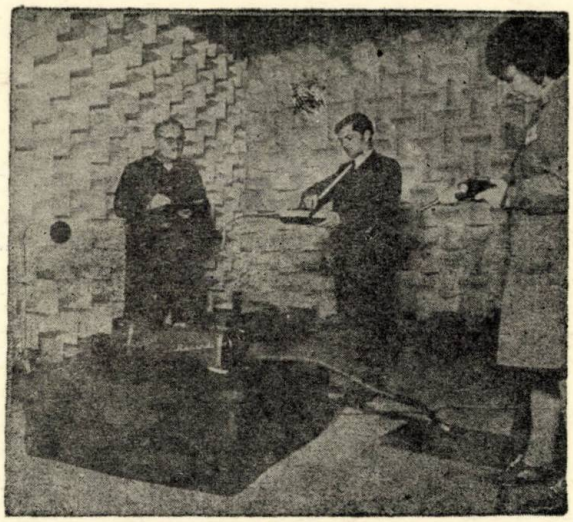
FRANCE
SOFBIM
PARIS 2e
30, Av. De L'OPERA
TEL: 742 35 33
TELEX: 23942 F — SOFBIM

GREECE
ELECTROIMPEX—ATHENS LTD.
53, Stournari Street,
ATHENS/GREECE

PUBLICOM

Intenționați, desigur, să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați in producție, pe care ați dori poate să le inlocuiți și cu altele mai bune sau mai ieftine !

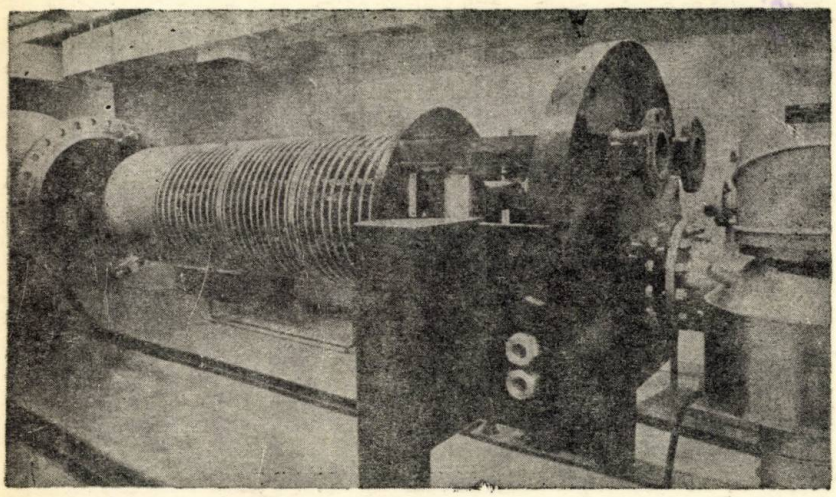


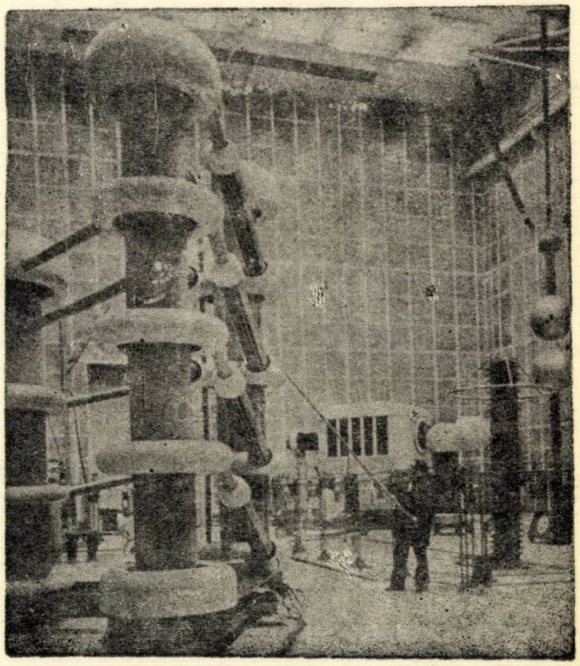
Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dv., doriți standuri de incercări și metode care să vă dea, in orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

La toate aceste intrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) care in această perioadă își intocmește planul de cercetări, angajindu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de incercări moderne, specialiști de inaltă calificare ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 25 ani in activitate care pledează in favoarea increderii pe care puteți să i-o acordați





ICPE

Institut decorat cu ordinul muncii clasa I

București, — Bd. T. Vladimirescu 45-47 — Telefon 31.41.00.

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.313.2.001.5

ЕДИНИЧНАЯ СЕРИЯ
ОПТИМИЗИРОВАННОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ МАШИНЫ П.Т.

Николеску, Е: **Оптимизированое проектирование машин постоянного тока.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 23,** № 8, ноябрь 1975, стр. 349

Рассматриваются условия и находятся уравнения, обеспечивающие, в случае единичной серии, оптимальное проектирование с экономической точки зрения.

УДК 621.3.045.57

КОЛЬЦЕВАЯ ОБМОТКА
КОЛИЧЕСТВО МЕДИ
ЛИНЕЙНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
ПРОГРАММА

Кантемир, Л. и *Ботез, К.:* **Некоторые проблемы кольцевых обмоток использованных у индукционных линейных двигателей.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 23,** № 8, ноябрь 1975 стр. 355

Рассматривается сравнительно кольцевая обмотка с барабаной обмоткой, применяемая у линейного индукционного двигателя, считая основным критерием расход проводящего материала.

УДК 521.313.226 : 621.314.5

АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ
ДВОЙНОЕ ПИТАНИЕ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРИВОДЫ
ВРАЩАЮЩИЙСЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ

Опришор, М.: **Проблемы электрических приводов с асинхронными двигателями с двойным питанием.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 23,** № 8, ноябрь 1975 стр. 362

В работе рассматривается функционирование асинхронного двигателя с кольцевыми коллекторами с двойным питанием, осуществленным вращающимися или статическими преобразователями.

УДК 621.317.3 : 534.2

КОНТАКТОРЫ
ВИБРАЦИЯ
СИЛЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ

Хортопан, Г.: **Вибрации электромагнита в контактах переменного ткоа.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 23,** № 8, ноябрь 1975, стр. 370

Представляется вычисление вибрации двигающей арматуры электромагнитного контактора переменного тока.

УДК 6211.317.083

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ПРИБОР
МЕТОД ИДЕНТИФИКАЦИИ
ОПРЕДЕЛЁННЫЕ СИГНАЛЫ

Амузеску, А. и *Ницеску, М.:* **Методы идентификации измерительных приборов из их ответа на определённые сигналы.**

Е.Е.А. **Electrotehnica 23,** № 8, ноябрь 1975 стр. 373

Представлены методы идентификации элементов (систем), основанных на сигналах — ступенях.

УДК 621.317.083

ДЕЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ
ИМПУЛС СТАНДАРТ
ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛСА (ГИТ)

Попеску, С. и *Габер, Е.:* **Измерение волны имцулса напряжения стандарта 1,2/50 с помищью параельного делителя РС в случае мощной нагрузки.**

Е.Е.А. – **Electrotehnica 23,** № 8, ноябрь 1975 стр. 378

Представлены проблемы, появляющиеся при узмерений с помощью делителя RC в случае чагрузок большой мощностью, объясняются явления и приведены экспериментальные результаты.

Указатель авторов 382

INHALT

ORSZÁGOS MŰSZAKI DOKUMENTÁCIÓS KÖZPONT

DK 621.313.2.001.5

OPTIMIERTES ENTWERFEN
FINHEITSSERIE
GLEICHSTROMMASCHINEN

Nicolescu, E. : **Das optimierte Entwerfen von Gleichstrommaschinen.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** Nr. 8, Nov. 1975, S. 349

Es werden die Bedingungen untersucht und die Gleichungen dargestellt, die im Falle einer Einheitsserie, ein vom wirtschaftlichen Standpunkt aus, optimales Entwerfen gestatten.

DK 621.3.045.57

LINEARER MOTOR
RINGWICKLUNG
KUPFERQUALITAT
PROGRAMM

Cantemir, L., Botez Claudia. : **Einige Probleme der Ringwicklungen bei linearen Induktionsmotoren.**

E.E.A. **Electrotehnica 23,** Nr. 8, Nov. 1975, S. 355

Es wird, vergleichsweise, die bei einen linearen Asynchronmotor verwendete Ringwicklung, mit einer Trommelwicklung untersucht ; als Grundkriterium dient der Verbrauch an Leiterstoff.

DK 62.1.313.226 ; 621.314.5

ELEKTRISCHE ANTRIEBE
ASYCHRONMOTOR
ROTIERENDER UNFORMER
DOPPELTE STROMZUFUHR

Oprişor, M. : **Die Probleme der elektrischen Antriebe mit Asynchron-motoren, mit doppelter Stromzufuhr.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** Nr. 8, Nov. 1975, S. 362

Die Arbeit untersucht die Arbeitsweise eines Asynchronmotors mit Schleifringen, mit doppelter Stromzufuhr ; diese wurde mit Hilfe rotierender oder ruhender Umformer gewährleistet.

DK 621.317.3 : 534.2

EINSCHALTER
PRELLUNGEN
ELEKTROMAGNETISCHE
KRAFTE

Horlopan, Gh. : **Die Elektromagnetprellung bei den Wechselstromschältern.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** Nr. 8, Nov. 1975, S. 370

Man beschreibt die Ankerprellungsermittlung des elektromagnetischen Wechselstromschalters.

DK 621.317.083

IDENTIFIZIERUNGSMETHODEN
MESSGERÄTE
BESTIMMTE SIGNALE

Amuzescu, A., Niţescu Miruna. : **Identifizierungsmethoden der Messgeräte aus deren Antwort auf bestimmte Signale.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** Nr. 8, Nov. 1975. S. 373

Es werden die Identifizierungsmethoden der Elemente (Systeme) dargestellt die sich auf Stufensignale stützen.

DK 621.317.727

IMPULSGENERATOREN
(GIT)
SPANNUNGSTEILER
STANDARD IMPULS

Popescu Silvia, Gaber, E. : **Die Messung der 1,2/50 Standard-Spannungsimpuls welen mit Hilfe des paralellen Richtungssinteilers RC, im Falle hoher kapazitiver Belastung.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** Nr. 8, Nov. 1975, S. 378

Es werden die bei Spannungsmessungen mit einen RC — Richtungssiunteiler, auftretenden Probleme beschrieben, die auftretenden Erscheinungen erklärt und die experimentellen Ergebnisse dargestellt.

Verrfasserindex 382

CONTENT

DC 621.313.2. 001.5

OPTIMIZED DESIGN
UNITARY SERIES
C.C. MACHINES

Nicolescu, E. : **Optimized design of the continuous current machines.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** no. 8, Nov. 1975, p. 349

There are studied the conditions and the equations are found that make possible an economically optimal design, in the case of a unitary series.

DC 621.3.045.57

LINIAR MOTOR
RING WINDING
QUANTITY OF COPPER
PROGRAM

Cantemir, L. and Botez Claudia : **Some problems regarding the widings used with induction liniar motors.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** no. 8, Nov. 1975, p. 355

The authors have studied the ring windings in comparison with the drum windings (cylinder windings), applied to the liniar asynchronous motor, the basic criterion being considered to be the conductive material consumption.

DC 621.313.226 : 621.314.5

ELECTRIC DRIVE
ASYCHRONOUS MOTOR
ROTARY CONVERTER
DOUBLE FEED

Oprişor, M. : **Problems concerning the electric drives with double feed asynchronous motors.**

E.E.E. – **Electrotehnica 23,** no. 8, Nov. 1975, p. 362

The paper deals with the operation of double feed collecting slip rings asynchronous motor achieved by means of static or rotary converters.

DC 621.317.3 : 534.2

CONTACTORS
VIBRATIONS
ELECTROMAGNETICAL
FORCES

Hortopan, Gh. : **Vibration of the electromagnet at the alternating current contactors.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** no. 8, Nov. 1975, p. 370

The calculus of the vibration of mobile armature of the electromagnetical contactor of alternating current is presented.

DC 621.317.083

IDENTIFICATION METHODS
MEASURING DEVICES
DETERMINED SIGNALS

Amuzescu Ana and Nițescu Miruna : **Identification methods of the measuring devices from their response to determined signals.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** no. 8, Nov. 1975, p. 373

There are presented some identification methods of the elements (systems) based on stage signals.

DC 621.317.727

PULSE GENERATORS (GIT)
VOLTAGE DIVIDERS
STANDARD PULSE

Popescu Silvia and Gaber, E. : **Measuring the 1.2/50 standard voltage pulse wave by means of a parallel RC divider, in case of a capacity charge.**

E.A.E. – **Electrotehnica 23,** nr. 8, Nov. 1975, p. 378

There are presented the problems occuring during voltage measurements by means of a RC sense divider, in case of great capacity charges ; the phenomena that appear are explained, the experimental results being also given.

Alphabetical index 382

SOMMAIRE

CD 621.313.2.001.5

PROJET OPTIMISE
SERIE UNITAIRE
MACHINES A COURANT CONTINU

Nicolescu, E. :**Projection optimisée des machines à courant continu.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 8, nov. 1975, p. 349

On y étudie des conditions nécessaires et on trouve les équations par les quelles, en cas d'une série unitaire, est assuré le meilleur projet au point de vue économique.

CD 621.3.045.57

MOTEUR LINEAIRE
ENROULEMENT EN ANNEAUX
QUANTITE EN CUIVRE
PROGRAMME

Cantemir, L. et Botez Claudia : **Quelques problèmes des enroulements en anneaux utilisés aux moteurs linéaires à induction**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 8, nov. 1975, p. 355

On éxamine par comparaison l'enroulement en anneaux avec l'enroulement à tambour, apliqué au moteur asynchrone linéaire, considérant comme critère de base, la consommation des matériaux conducteurs.

CD 621.313.226 : 621.314.5

ACTIONS ELECTRIQUES
MOTEUR ASYNCHRONE
CONVERTISSEUR ROTATIF
DOUBLE ALIMENTATION

Oprişor, M. : **Problèmes sur les actions électriques à moteurs asynchrones avec double alimentation.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 8, nov. 1975, p. 362

L'étude décrit le fonctionnement du moteur asynchrone à anneaux collecteurs avec double alimentation, réalisée par des convertisseurs rotatifs ou statiques.

CD 621.317.3 : 534.2

CONTACTEURS
VIBRATIONS
FORCES ELECTROMAGNETIQUES

Hortopan, Gh. : **La vibration de l'électroaimant aux contacteurs de courant alternatif.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 8, nov. 1975, p. 370

Le calcul de la vibration de l'armature mobile du contacteur électromagnétique de courant alternatif y est présenté.

CD 621.317.083

METHODE D'IDENTIFICATION
DISPOSITIFS DE MESURE
SIGNALS DETERMINES

Amuzescu Ana et Nițescu Miruna : **Méthodes d'identification des dispositifs de mesure, par leurs réponse aux signals déterminés.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 8, nov. 1975, p. 373

On décrit des méthodes d'identification des éléments (systèmes) basées sur des signales en étape.

CD 621.317.727

GENERATEUR D'IMPULSIONS (GIT)
DIVISEUR DE TENSION
IMPULSION STANDARD

Popescu Silvia et Gaber, E. : **La mesure d'onde d'impulsion de tension standardisée 1.2/50, à l'aide du diviseur RC parallèle, en cas d'une charge capacitive.**

E.E.A. – **Electrotehnica 23,** nr. 8, nov. 1975, p. 378

On traite des problèmes qu'on trouve pendant la mésure des tensions à l'aide du diviseur RC de sens, en cas des grandes charges capacitives ; on y explique les phénomènes qui viennent d'apparaître dans ce cas là et on donne des résultats expérimentals.

Index alphabétique 382

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru corespondent al Academiei R.S.R.; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRÎNA; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; dr. ing. D. BUZNEA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CEOCEONICĂ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; dr. ing. ȘT. GROSU; prof. dr. doc. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing C. MOCANU; ing. I. PAPADACHE; prof. dr. doc ing. C. PENESCU, membru corespondent al Academiei R.S.R.; ing. A. POPA; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ; ing. M. SÎRBU; ing. VALERIUS STANCIU, redactor responsabil adjunct; dr. ing. FLORIN TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: ANDREI GRETA
Tehnoredactor: CRISTESCU CORNELIA

Revista *„ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA" (E.E.A.)*, organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini, sub îndrumarea Intitutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică automatică, mașini-unelte și mecanică fină, apare în cadrul Oficiului de informare documentară *(O.I.D.—I.C.P.E.)*. Articolele trimise spre publicare și cererile de abonamente se vor primi la *O.I.D.*, București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190 și 379, plata abonamentelor făcîndu-se prin mandat poștal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 30155 177 00002 — B.I.—S.M.B. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual, 30 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar, 5 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „INFORMAȚIA", București, str. Brezoianu, nr. 23—25, C. 466. Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1974 conform aprobării D.G.P.Tc., nr. 137/251/1975.

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ŞI AUTOMATICA

ORGAN AL MINISTERULUI INDUSTRIEI CONSTRUCŢIILOR DE MAŞINI; ÎNDRUMAREA ŞTIINŢIFICĂ: INSTITUTUL CENTRAL DE CERCETĂRI PENTRU ELECTRONICĂ, ELECTROTEHNICĂ, AUTOMATICĂ, MAŞINI-UNELTE ŞI MECANICĂ FINĂ
EDITOR: OFICIUL DE INFORMARE DOCUMENTARĂ AL INSTITUTULUI DE CERCETĂRI PENTRU INDUSTRIA ELECTROTEHNICĂ – (ICPE)

Anul 23 ELECTROTEHNICA nr. 8 Bucureşti, noiembrie 1975

PROIECTARE OPTIMIZATĂ
SERIE UNITARĂ
MAŞINI DE CURENT CONTINUU

CZ 621.313.3.001.5

Proiectarea optimizată a maşinilor de curent continuu

EUGEN NICOLESCU* – Bucureşti

În actualul stadiu de dezvoltare a tehnicii, tendinţa în construcţia de maşini electrice este de a produce maşini care să se încadreze în serii unitare, făcînd excepţie numai acelea cu destinaţie particulară (de exemplu, motoarele pentru tracţiune electrică). În atingerea acestui scop standardizarea îşi aduce un important aport, ca urmare a unificării puterilor maşinilor electrice, a dimensiunilor de montaj şi a capetelor de ax etc.

În ciuda acestei tendinţe evidente de a se proiecta serii unitare de maşini electrice cu dimensiuni de montaj şi puteri ce se încadrează într-o anume scară, literatura tehnică este săracă în lucrări care să trateze proiectarea maşinilor electrice în aceste coordonate.

Dacă pentru motoarele asincrone au apărut şi în literatura noastră lucrări privind proiectarea efectivă a seriilor unitare [5], pentru maşinile de curent continuu se tratează în continuare numai proiectarea maşinilor unicate [1], [2], [3], [4].

Acest articol prezintă o metodă de proiectare a seriilor unitare de maşini de curent continuu, plecînd de la gabaritele în care acestea trebuie să se înscrie. Se urmăreşte în acelaşi timp optimizarea dimensională şi economică, abordîndu-se proiectarea într-o formă generală, necondiţionată de caracteristicile pe care maşinile trebuie să le aibă efectiv.

Soluţionarea acestei probleme de proiectare s-a putut face folosind datele pe care tehnica, în actualul ei stadiu de dezvoltare, le furnizează. Astfel, pe baza maşinilor deja construite s-a stabilit legătura dintre diametrul D al indusului şi înălţimea polului principal h_p, valoarea întrefierului δ sub acest pol şi grosimea jugului stator h_c (fig. 1), pentru maşinile tetrapolare, avînd diametrul indusului în limitele a 100... 250 mm.

Pentru fiecare valoare standardizată a gabaritului (definită prin cota H a înălţimii capului

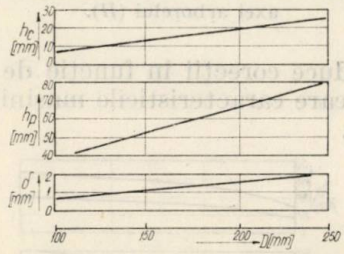


Fig. 1. Întrefierul (δ), înălţimea polului principal (h_p) şi grosimea carcasei (h_c) în funcţie de diametrul rotorului (D).

de ax conform [6]) se determină diametrul indusului cu ajutorul relaţiei (1) care rezultă din figura 2:

$$D = 2\,(H - g_s - h_p - h_c - \delta). \qquad (1)$$

Atribuind anumite valori pentru garda la sol (din considerente tehnologice şi de exploatare), se stabileşte corelaţia dintre gabaritul maşinii (definit prin cota H) şi diametrul indusului. Pentru valorile corespunzînd graficelor din figura 1 se găseşte corelaţia prezentată în figura 3. Această curbă reprezintă o situaţie legată de graficele din figura 1, care pot diferi de la caz la caz, de la uzură la uzură. Diferenţele nu vor modifica însă principiul metodei expuse.

* Dr. ing. *E. Nicolescu* este şeful secţiei proiectări la I.M.E.B.

Solicitările electromagnetice şi slăbirea excitaţiei, întîlnită în prezent în mod frecvent la motoarele de curent continuu, stabilesc limitele de variaţie a lui B_δ şi A, în funcţie de diametrul indusului; limitelor din figura 4

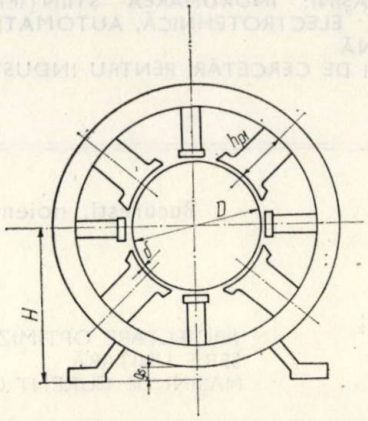


Fig. 2. Secţiune prin circuitul magnetic al unei maşini de curent continuu.

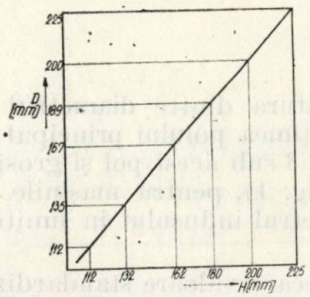


Fig. 3. Corelarea dintre diametrul rotorului (D) şi înălţimea axei arborelui (H).

li se pot aduce corecţii în funcţie de particularităţile pe care caracteristicile maşinilor trebuie să le aibă.

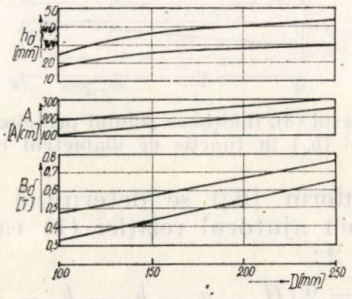


Fig. 4. Valorile recomandate pentru inducţia în întrefier (B_δ) şi pătura de curent (A).

Prin gabaritul maşinilor analizate în această lucrare şi prin actuala conjunctură în care tensiunile maşinilor de curent continuu tind către valoarea de 440 V, se justifică considerarea formelor de crestătură prezentate în figura 5.

Ca mărime primitivă în metoda de proiectare prezentată în acest articol se alege inducţia magnetică în dinţii indusului B_d şi aceasta corespunde cu metodicile existente în literatură şi uzine, deoarece în final şi acestea prevăd pentru inducţia în dinţi o anumită limită, independentă de inducţia în întrefier (aleasă în celelalte metodici ca mărime primitivă). Figura 6

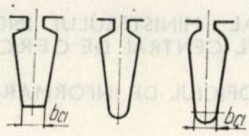


Fig. 5. Forma crestăturilor maşinilor studiate.

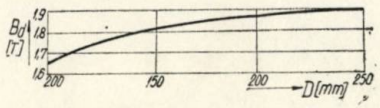


Fig. 6. Inducţia în d nţii rotorului (B_d), în funcţie de diametrul (D).

consemnează valorile recomandate pentru B_d funcţie de diametrul rotorului.

Se poate real za optimizarea seriilor unitare de maşini de curent continuu fără a recurge la valorile caracteristicilor pe care respectivele maşini le au. Pentru aceasta, studiul se efectuează folosind ca variabilă independentă lăţimea dintelui b_d, deoarece ea defineşte în totalitate geometria transversală a tolei rotor, pentru configuraţia de crestătură propusă în figura 5. În consecinţă, în cadrul studiului, se urmăreşte determinarea diferitelor mărimi, în funcţie de lăţimea dintelui şi în acest fel definirea domeniului de valori ale lui b_d, pentru care aceste mărimi satisfac condiţiile tehnice sau economice care se impun.

Inducţia în întrefier este o funcţie liniară, dat fiind că:

$$B_\delta = \left[\frac{k_{Fe}\, z}{\pi D} B_d\right] b_d, \qquad (2)$$

mărimile cuprinse în paranteza relaţiei (2) sînt constante în cadrul studiului de optimizare.

Pentru fiecare diametru D al indusului se determină domeniul de valori ale lăţimii dintelui, pentru care valorile inducţiei B_δ în întrefier se încadrează în limitele stabilite prin figura 4.

Acest domeniu poate fi stabilit analitic sau grafic; în figura 7 se prezintă metoda grafică pentru cazul particular $D = 140$ mm, la care pentru parametrul Z s-au ales trei valori.

Intersecţia mulţimii $B_\delta\,(D)$, definită prin figura 4 cu mulţimea $B_\delta\,(b_d)$ corespunzînd relaţiei (2), conduce la domeniul $b_d\ (B_\delta)$:

$$B_\delta\,(D) \cap B_\delta\,(b_d) \Rightarrow b_d\,(B_\delta). \qquad (3)$$

Pătura de curent (A) din rotor este un alt element important în proiectarea optimizată a maşinilor electrice. După cum se cunoaşte, pătura de curent influenţează substanţial efortul tangenţial [1], [2], solicitările termice ale indusului, procesul de comutaţie şi stabilitatea

mașinii. În funcție de densitatea de curent aleasă, relația dintre pătura de curent și elementele geometrice corespunzătoare secțiunii trans-

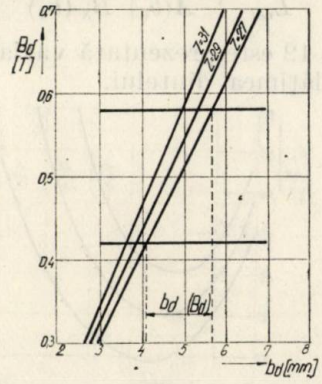


Fig. 7. Determinarea grafică a domeniului $b_d(B_\delta)$.

versale a rotorului se deduce că este:

$$A = \frac{10}{16\pi} j_a \left(\frac{d_c}{d_{c\,iz}}\right)^2 \frac{f_u}{D} (\pi D - 2\pi h'_c - Zb_d + Zb_{ci} - 4Z g_{iz}) \cdot (\pi D - 2\pi h'_c - zb_d - Zb_{ci}). \quad (4)$$

Pentru a scoate în evidență variabila adoptată (b_d), relația (4) se pune sub forma:

$$A = k_1 (k_2 - b_d)(k_3 - b_d), \quad (5)$$

care dă o imagine asupra modului în care pătura de curent depinde de lățimea dintelui. În figura 8 sînt arătate curbele de variație A (b_d) corespunzătoare relației (4) și, de asemenea, domeniul $A(D)$ admisibil din considerente tehnice și economice. Din figură rezultă modul de determinare grafică a domeniului $b_d(A)$.

$$A(D) \cap A(b_d) \Rightarrow b_d(A). \quad (6)$$

În studiul optimizării se examinează și înălțimea crestăturii rotor, ea influențînd elemen-

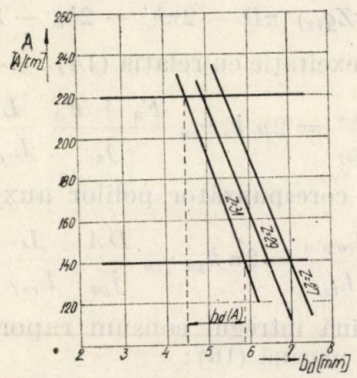


Fig. 8. Determinarea grafică a domeniului $b_d(A)$.

tele tehnologice, solicitările magnetice, condițiile de construcție și de transmisie a căldurii. Pe baza acestor considerente literatura tehnică conține recomandări privind valorile pe care le poate avea înălțimea dintelui în funcție de diametrul rotorului.

Reprezentînd în figura 9 domeniul $h_d(D)$, conform recomandărilor literaturii și $h_d(b_d)$ ce rezultă din relația (7), dedusă pe baza geometriei tolei rotorului:

$$h_d = \frac{1}{2}\left(D - \frac{Zb_{ci}}{\pi}\right) - \frac{Z}{2\pi} b_d, \quad (7)$$

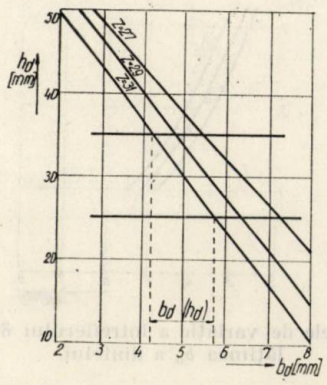


Fig. 9. Determinarea grafică a domeniului $b_d(h_d)$.

se determină domeniul în care poate varia b_d, astfel încît înălțimea crestăturii mașinii să se încadreze în limitele admisibile:

$$h_d(D) \cap h_d(b_d) \Rightarrow b_d(h_d). \quad (8)$$

Într-o construcție optimă a mașinii de curent continuu, solenația de excitație trebuie să aibă o valoare cît mai mică. Deoarece ponderea cea mai mare o au tensiunile magnetice din întrefier și dinții rotor, studiul se limitează numai la analizarea acestora. Este necesar a stabili mai întîi valoarea pe care întrefierul trebuie să o aibă. Aceasta se face pe baza recomandărilor generale ale literaturii tehnice (fig. 1) și deformării în sarcină a cîmpului magnetic din întrefier. Acest din urmă considerent conduce la relația (9):

$$\delta = \frac{\frac{1}{2}\alpha_i \frac{\pi D}{2p} A - h_d H_d}{0{,}8\, k_c\, B_\delta\, 10^4}, \quad (9)$$

care, în legătură și cu figura 1, permite stabilirea valorilor întrefierului δ sub polii principali, în funcție de lățimea dintelui. Pentru exemplul abordat ($D = 140$ mm) sînt prezentate în figura 10 curbele de variație a întrefierului, în funcție de lățimea dintelui; nu se consideră pentru întrefier valorile sub cele recomandate în literatură (fig. 1), ceea ce explică alura frîntă a curbelor din figura 10. Corespunzător acestor valori ale întrefierului se determină tensiunea magnetică în dinți și întrefier (fig. 11), ținînd seamă de inducțiile din întrefier și dinți, deja calculate.

Se consideră corespunzătoare acele lățimi de dinți ce conduc la tensiuni magnetice care depășesc numai cu un anume procent tensiunea minimă ce rezultă din figura 11, pentru respec-

tivul număr de dinţi (se recomandă limita de 10 %).

În acest mod se defineşte domeniul $b_d(F_\delta+F_d)$, care cu bună aproximaţie reprezintă domeniul în care este minimă şi solenaţia de excitaţie.

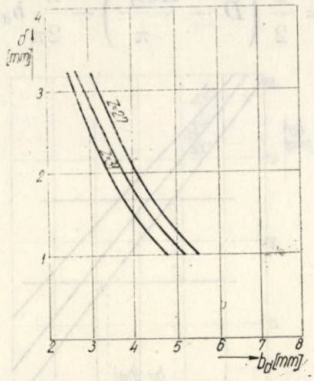


Fig. 10. Curbele de variaţie a întrefierului δ, în funcţie de lăţimea b_d a dintelui.

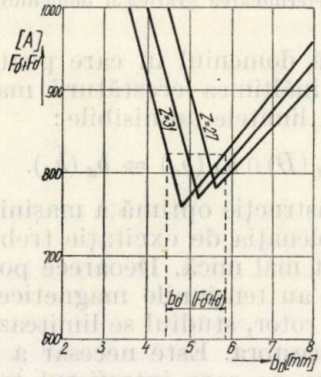


Fig. 11. Variaţia tensiunii magnetice $F + F_d$, în funcţie de lăţimea dintelui.

Optimizarea nu se poate însă face fără a ţine seamă şi de lungimea maşinii. Expresia acesteia, în funcţie de lăţimea dintelui este prezentată în relaţia (10), în care valorile păturii de curent şi ale inducţiei în întrefier sînt legate de lăţimea dintelui pe baza relaţiilor (2) şi (4):

$$L(b_d) = \frac{EI}{n\,(\pi D)^2\,\alpha_i} \cdot \frac{1}{A(b_d)\;B_\delta\,(b_d)}. \qquad (10)$$

Se poate defini o lungime de referinţă, care se obţine introducînd pentru A şi B_δ valorile maxime ce rezultă din figura 4 corespunzător la diametrul considerat:

$$L_{ref} = \frac{EI}{n\,(\pi D)^2\,\alpha_i} \cdot \frac{1}{A_{max}\,B_{\delta\,max}}. \qquad (11)$$

Această lungime este ipotetică, deoarece admite pentru A şi B_δ simultan valori maxime.

Relaţiile (10) şi (11) permit eliminarea turaţiei şi a puterii interioare EI şi în acest mod soluţionarea proiectării optime nelegată de caracteristicile maşinii; aceasta constituie de fapt ideia conducătoare a acestui calcul. Lungimea raportată a maşinii se află cu relaţia (12):

$$\frac{L\,(b_d)}{L_{ref}} = \frac{A_{max}\;B_{\delta\,max}}{A(b_d)\;B_\delta\,(b_d)}, \qquad (12)$$

iar în figura 12 este prezentată variaţia acesteia funcţie de lăţimea dintelui.

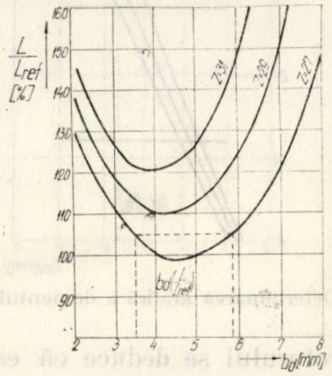


Fig. 12. Variaţia lungimii raportate a circuitului magnetic, în funcţie de lăţimea dintelui.

Deoarece pentru $b_d=0$ rezultă $B_\delta=0$, iar pentru $b_d = \dfrac{\pi(D-2h_d)}{Z}$ este $A=0$ graficul corespunzător relaţiei (12) trebuie să conţină un minim. Admiţînd ca acceptabile acele lungimi ce nu depăşesc cu mai mult de q procente valoarea minimă a lungimii (se alege de exemplu $q = 5\%$), se defineşte domeniul $b_d(L)$, în care lăţimea dintelui ia acele valori care satisfac condiţia adoptată pentru lungimea maşinii.

Lungimea maşinii are o importanţă mare în determinarea consumului materialelor active. Calculînd consumul de cupru din indus cu relaţia (13):

$$\frac{G_{cu\,i}}{L_{ref}} = \frac{1}{16} f_u \left(\frac{d_c}{d_{ciz}}\right)^2 \frac{L}{L_{ref}} (\pi D - 2\pi h'_c - Zb_d + Zb_c - 4Zg_{iz})\;\pi D - 2\pi h'_c - 2b_d - Zb_{ci}), \qquad (13)$$

pe cel din excitaţie cu relaţia (14):

$$\frac{G_{cu\,e}}{L_{ref}} = 2p\;k_e\,\gamma_{cu}\,\frac{F_\delta + F_d}{j_e}\,\frac{L}{L_{ref}}, \qquad (14)$$

iar pe cel corespunzător polilor auxiliari:

$$\frac{G_{cu\,p\cdot a}}{L_{ref}} = 2\pi\,k_{pa}\,\gamma_{cu}\,\frac{DA}{j_{pa}}\,\frac{L}{L_{ref}}, \qquad (15)$$

se determină întregul consum raportat al cuprului din maşină (16):

$$\frac{G_{cu}}{L_{ref}} = \frac{G_{cui}}{L_{ref}} + \frac{G_{cue}}{L_{ref}} + \frac{G_{cu\,p.a}}{L_{ref}}, \qquad (16)$$

în baza căruia s-a trasat figura 13.

Considerînd acceptabile acele lăţimi ale dintelui ce conduc la un consum de cupru ce nu depăşeşte cu mai mult de q procente valoarea

minimă, se află domeniul $b_d(G_{cu})$ de variaţie a lăţimii dintelui în corelare cu consumul de cupru.

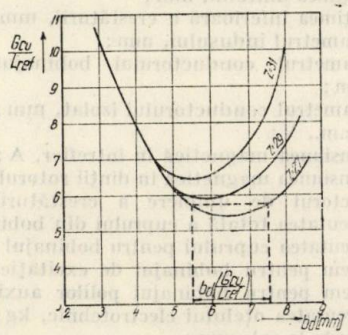


Fig. 13. Consumul de cupru, în funcţie de lăţimea dintelui.

Similar se procedează cu consumul de oţel electrotehnic, relaţia (17), conducînd la figura 14 ce permite a determina domeniul :

$$\frac{G_{Fe}}{L_{ref}} = \gamma_{Fe}\, k_{Fe} \left(\frac{L}{L_{ref}}\right) D^2, \qquad (17)$$

$b_d(G_{Fe})$ al lăţimii dintelui condiţionat de consumul de fier.

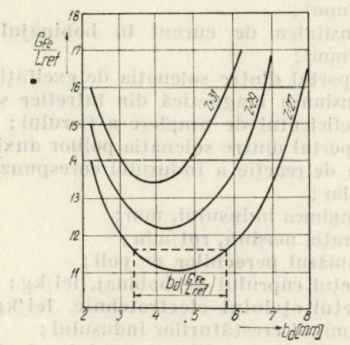


Fig. 14. Consumul de oţel electrotehnic, în funcţie de lăţimea dintelui.

Din punct de vedere economic interesează în afara consumurilor şi costul materialelor active, care se află cu relaţia (18) :

$$\frac{cost}{L_{ref}} = p_{cu} \left(\frac{G_{cu}}{L_{ref}}\right) + p_{Fe} \left(\frac{G_{Fe}}{L_{ref}}\right). \qquad (18)$$

Cu ajutorul figurii 15 se determină b_d $(cost)$, admiţînd, de asemenea, acele soluţii care conduc la un cost ce nu depăşeşte cu mai mult de q procente pe cel minim (şi aici se recomandă $q = 5$ %).

În final se află domeniul în care poate varia lăţimea dintelui, efectuînd intersecţiile (19) ale domeniilor mai înainte definite :

$$b_d\,(B_d) \cap b_d\,(A) \cap b_d(h_d) \cap b_d\,(L) \cap b_d\,(G_{cu}) \cap \\ \cap\, b_d\,(G_{Fe}) \cap b\,(cost). \qquad (19)$$

În figura 16 se prezintă o metodă comodă de determinare a domeniului căutat pentru lăţimea dintelui. Sînt situaţii în care domeniile sînt disjuncte (în practică se întîlnesc cazuri în care unul-două domenii nu se intersectează cu celelalte). Acestea se examinează cu atenţie, stabilindu-se modalitatea în care pot fi găsite soluţii şi pentru aceste situaţii ; de exemplu,

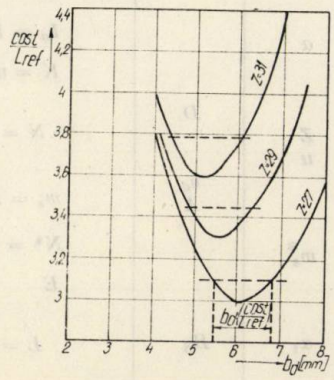


Fig. 15. Costul materialelor active, în funcţie de lăţimea dintelui.

pentru $b_d(G_{Fe})$ se măreşte limita de la 5% la 10 % sau se renunţă la condiţia $b_d(h_d)$.

Se poate renunţa la condiţiile prezentate în acest articol în ordinea h_d ; L ; G_{Fe} ; B_d.

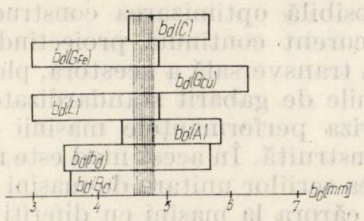


Fig. 16. Determinarea domeniului lăţimii dinţilor rotorului pentru $Z=31$.

Folosind această metodă, s-au determinat lăţimile optime ale dinţilor rotor în funcţie de diametrul rotorului şi numărul de crestături, obţinîndu-se funcţiile afine reprezentate în figura 17.

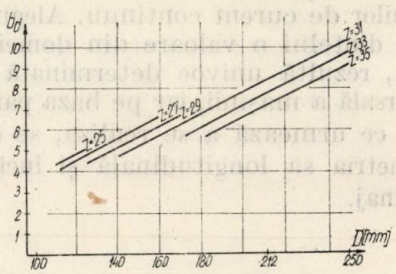


Fig. 17. Funcţiile afine.

Cunoscînd lăţimea dintelui astfel determinată şi fiind precizate datele nominale ale maşinii, proiectarea se face extrem de simplu, urmînd succesiunea calculelor tabelului alăturat.

Mărimi			
Impuse	Alese	Optimizate	Calculate
P	η		$I = \frac{P}{\eta U}$
U	a		$I_a = I:2a$
			$K = uZ$
H		D	$N = \frac{2a\ DA}{I}$
	Z		
	u		
		b_d	
		A	$w_s = N:2a$
	w_s^*		$N^* = 2Kw_s^*$
			E
n	α_i	B_δ	$L = \frac{aE}{nN^*\alpha_i \pi DB}$

w_s^* număr întreg sau fracţionar cît mai apropiat de w_s şi respectînd condiţia $uw_s = xw + (u - x)$ $(w - 1)$, unde w şi x sînt numere întregi, iar x satisface şi condiţia $o\ x\ u$.

Concluzii

Este posibilă optimizarea construcţiei maşinilor de curent continuu, proiectînd mai întîi geometria transversală a acestora, plecînd de la dimensiunile de gabarit standardizate şi fără a particulariza performanţele maşinii ce trebuie efectiv construită. În acest mod este rezolvabilă proiectarea seriilor unitare de maşini de curent, în cadrul cărora la maşini cu diferiţi parametri se modifică numai bobinajele, restul construcţiei rămînînd acelaşi pentru fiecare gabarit (rămîn neschimbate circuitul magnetic, colectorul etc.).

Se determină pentru lăţimea dintelui acel domeniu pentru care este asigurată optimizarea tehnică (solicitări corespunzătoare pentru toate mărimile electrice şi magnetice) şi economică a tuturor maşinilor ce alcătuiesc seria unitară a maşinilor de curent continuu. Alegînd pentru lăţimea dintelui o valoare din domeniul astfel calculat, rezultă univoc determinată geometria transversală a maşinii, iar pe baza parametrilor maşinii ce urmează a se realiza, se determină şi geometria sa longitudinală şi inclusiv date de bobinaj.

Notaţii folosite

B_δ — inducţia magnetică în întrefier, T;
B_d — inducţia magnetică în dinte, T;
b_d — lăţimea dintelui, mm;
b_{ci} — lăţimea inferioară a crestăturii, mm;
D — diametrul indusului, mm;
d_c — diametrul conductorului bobinajului indusului, mm;
$d_{c\,iz}$ — diametrul conductorului izolat, mm;
E — t.e.m., V;
F_δ — tensiunea magnetică în întrefier, A;
F_d — tensiunea magnetică în dinţii rotorului, A;
f_u — factorul de umplere a crestăturilor rotorului;
G_{Cu} — greutatea totală a cuprului din bobinaje, kg;
$G_{Cu\,i}$ — greutatea cuprului pentru bobinajul indusului, kg;
$G_{Cu\,e}$ — idem pentru bobinajul de excitaţie, kg;
$G_{Cu\,pa}$ — idem pentru bobinajul polilor auxiliari, kg;
G_{Fe} — greutatea oţelului electrotehnic, kg;
g_s — garda la sol, mm;
g_{iz} — grosimea izolaţiei crestăturilor rotorului, mm;
H — înălţimea axului arborelui faţă de tălpile maşinii, mm;
H_d — intensitatea cîmpului magnetic în dinţii rotorului, A/cm;
h_c — grosimea jugului stator, mm;
h_c' — înălţimea crestăturii pînă la partea superioară a bobinajului;
h_d — înălţimea dintelui rotorului, mm;
h_p — înălţimea polului principal, mm;
I — curentul indusului, mm;
j_a — densitatea de curent în bobinajul indusului, A/mm²;
j_e — densitatea de curent în bobinajul de excitaţie, A/mm²;
j_{pa} — densitatea de curent în bobinajul polilor aux., A/mm²;
k_e — raportul dintre solenaţia de excitaţie pe un pol şi tensiunea magnetică din întrefier şi dinţii rotor;
k_{Fe} — coeficientul de umplere a fierului;
k_{pa} — raportul dintre solenaţia polilor auxiliari şi solenaţia de reacţie a indusului corespunzătoare pasului polar;
L — lungimea indusului, mm;
n — turaţia maşinii, rot/min;
p — numărul perechilor de poli;
p_{Cu} — preţul cuprului de bobinaj, lei/kg;
p_{Fe} — preţul oţelului electrotehnic, lei/kg;
Z — numărul crestăturilor indusului;
δ — întrefierul la mijlocul polului principal, mm;
α_i — factorul de acoperire polară;
γ_{cu} — greutatea specifică a cuprului, kg/mm³;
γ_{Fe} — greutatea specifică a fierului, kg/mm³.

Bibliografie

[1] *Nicolaide, A.* Maşini electrice, vol. I. Ed. Scrisul românesc, 1975.
[2] *Richter, R.* Maşini electrice, vol. I. Bucureşti, Ed. tehnică, 1958.
[3] *Bălă, C.* Proiectarea maşinilor electrice. Bucureşti, Ed. didactică şi pedagogică, 1967.
[4] *Iohannes, Kamt.* Berechnung und Bemersung elektrischer Maschinen. Berlin, Springer, 1962.
[5] *Nicolescu, E.* Aspecte ale proiectării seriilor unitare de motoare asincrone. În: Electrotehnica, nr. 6, 1968.
[6] * * * Recomandarea CEI, Publicaţia 72.

MOTOR LINIAR
INFĂŞURĂRI INEL
CANTITATE DE CUPRU
PROGRAM

CZ 621.3.045.57

Unele probleme ale înfăşurărilor de tip inel folosite la motoarele liniare de inducţie

LORIN CANTEMIR, CLAUDIA BOTEZ* — IAŞI

Utilizarea tot mai largă a motorului liniar de inducţie, în domenii din ce în ce mai diverse, face să crească varietatea condiţiilor la care acesta trebuie să răspundă şi, ca urmare, variantele constructive şi, deci, dimensiunile geometrice ale lui.

Pe de altă parte alegerea unui anumit tip de înfăşurare inductoare depinde şi de aceste dimensiuni geometrice. Astfel, în cazul unui inductor liniar de lungime relativ importantă dar de lăţime mică, folosirea unei înfăşurări repartizate prezintă inconveniente importante, întrucît dimensiunea capetelor de bobină este mult mai mare faţă de lungimea activă a conductoarelor bobinei.

Întrucît viteza sincronă V_s a motorului liniar de inducţie depinde de pasul polar τ şi de frecvenţa f a tensiunii de alimentare ($V_s = 2\tau f$), rezultă că lungimea capetelor de bobină va creşte odată cu viteza sincronă. Folosirea unei înfăşurări „inel" elimină această dependenţă şi, ca atare, în unele situaţii ea devine mai avantajoasă, cel puţin din unele puncte de vedere, faţă de înfăşurarea repartizată.

Asemenea înfăşurări au şi fost folosite la motoarele liniare de tracţiune ale aerotrenului francez [7], pentru vehiculul URBA 4 [9], la o serie de motoare BBC — CEM [6] ş.a.

În figura 1 este prezentat motorul liniar de tracţiune cu înfăşurări „inel", folosit în 1973 pentru propulsarea unui boghiu de tramvai la Iaşi, iar în figura 2, motorul prototip cu înfăşurări inel construit pentru Întreprinderea mecanică Nicolina-Iaşi.

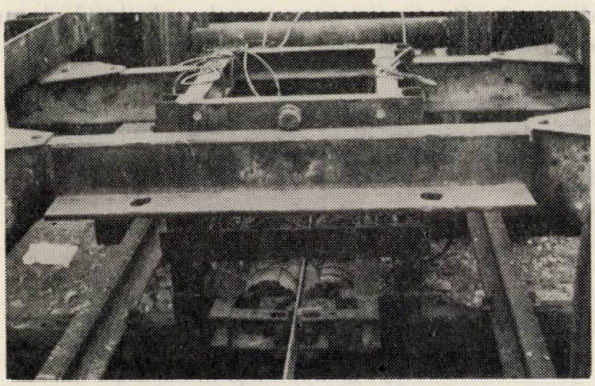


Fig. 1. Motor liniar de tracţiune cu înfăşurări inel folosit pentru propulsarea unui boghiu de tramvai.

Pentru alegerea tipului necesar de înfăşurare se cer analizate unele criterii, cum ar fi :

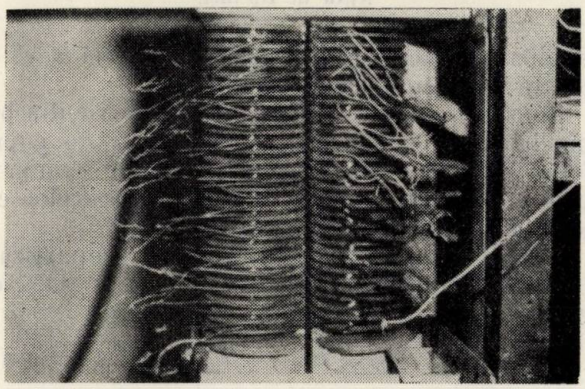


Fig. 2. Prototip de motor liniar cu înfăşurări inel construit pentru Întreprinderea mecanică Nicolina-Iaşi.

— cantitatea de cupru folosită ;
— inductanţele înfăşurării ;
— simplitatea tehnologiei utilizate la execuţia înfăşurării, precum şi alte aspecte legate de exploatare : posibilitatea schimbării pasului polar în vederea reglării vitezei, a funcţionării parţiale a inductorului în cazul unor bobine defecte, uşurinţa rebobinării etc.

De asemenea, unele încercări experimentale lasă să se întrevadă că folosirea unei înfăşurări inel influenţează pozitiv repartiţia curenţilor induşi şi, ca atare, efortul de pornire.

În cele ce urmează se vor analiza unele din criteriile susmenţionate.

1. Cantitatea de cupru folosită

Pentru a compara o înfăşurare repartizată cu o înfăşurare „inel" se va considera atît înfăşurarea repartizată într-un strat, cu pas diametral şi cu numărul de crestături pe pol şi fază $q = 1$ (fig. 3a), cît şi înfăşurarea echivalentă de tip inel (fig. 3b). Se va considera că la ambele tipuri de înfăşurări numărul de conductoare dintr-o crestătură şi curentul care le parcurge sînt aceleaşi.

În timp ce la înfăşurarea repartizată b_r, pentru a obţine o anumită f.e.m., este necesară o singură bobină (ex. dispusă în crestăturile *1* şi *4*), la înfăşurarea de tip „inel" este nevoie

* Dr. ing. *L. Cantemir* — şef de lucrări şi doctorand *Claudia Botez* — asistentă, lucrează în cadrul Facultăţii de electrotehnică-Iaşi, Catedra de utilizări electrice şi automatizării.

de două bobine (b_1 și b_2), dispuse tot în crestăturile *1*, respectiv *4*, bobine ce înconjoară jugul magnetic. Întrucît curentul ce va parcurge bobina b_2 va trebui să fie de sens opus celui din bobina b_1, în ipoteza cînd înfășurările sînt

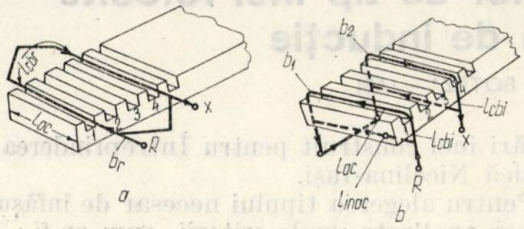


Fig. 3*a* — O înfășurare repartizată ; *b* — o înfășurare echivalentă de tip inel.

bobinate în același sens, ieșirea bobinei b_1 va fi legată cu ieșirea bobinei b_2.

Considerînd secțiunile conductoarelor din bobinele b_r, b_1 și b_2 egale, cantitatea de cupru folosită în cele două cazuri se poate compara prin compararea lungimilor conductoarelor celor două tipuri de înfășurări.

Pentru o spiră a înfășurării repartizate (fig. 3a), lungimea acesteia l_r, va fi dată de relația :

$$l_r = 2(l_{ac} + l_{cbr}), \tag{1}$$

în care : l_{ac} este lungimea activă a conductorului (egală cu lățimea inductorului), iar l_{cbr} — lungimea capătului de bobină.

Pentru o înfășurare tip inel (fig. 3b) echivalentă înfășurării repartizate de mai sus, lungimea totală a conductorului folosit, considerînd cîte o spiră dispusă în crestăturile *1* și *4*, va fi dată de relația :

$$l_i = 2(l_{ac} + 2\,l_{cbi} + l_{inac}), \tag{2}$$

în care : l_{cbi} este lungimea capetelor de bobină a înfășurării inel, iar l_{inac}, lungimea inactivă a conductorului de întoarcere de sub jugul magnetic, egală cu l_{ac}.

Din punct de vedere al cantității de cupru utilizat rezultă că, o înfășurare de tip inel poate fi folosită, dacă este îndeplinită condiția :

$$l_r \geqslant l_i,$$

ceea ce revine, în fond, la inegalitatea ;

$$l_{cbr} \geqslant 2l_{cbi} + l_{inac}. \tag{3}$$

Pentru a putea preciza condițiile în care este satisfăcută inegalitatea (3) se impune să se exprime lungimea capetelor de bobină, în cele două cazuri, în funcție de unele dimensiuni geometrice ale inductorului.

În literatura de specialitate [1, 4, 5, 8] se indică mai multe relații de calcul pentru lungimea capetelor de bobină a înfășurărilor repartizate, cu pas scurtat cu două straturi, dar mai puține pentru înfășurările cu un singur strat. În cele ce urmează se va prezenta o posibilitate de apreciere a acestor dimensiuni pentru o înfășurare într-un singur strat, cu pas diametral ($q = 1$).

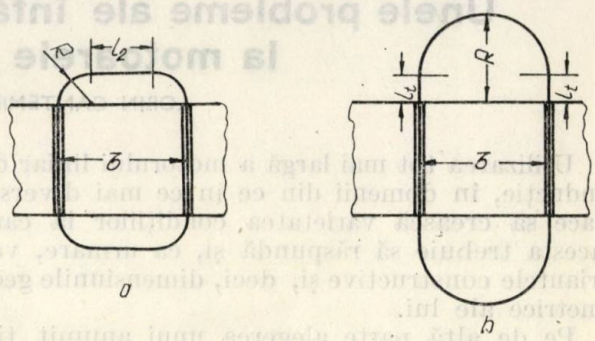


Fig. 4. *a* — o înfășurare repartizată la care $R \leqslant \frac{\tau}{2}$; *b* — o înfășurare repartizată la care $R \geqslant \frac{\tau}{2}$.

1.1. Determinarea capetelor de bobină pentru înfășurările într-un strat. În figurile 4a și 4b sînt ilustrate cele două cazuri care au fost luate în considerație pentru o spiră medie a înfășurării. Dacă R este distanța dintre capătul de bobină al unei spire medii și circuitul magnetic inductor, iar τ este pasul polar, atunci se pot analiza situațiile :

$$R \leqslant \frac{\tau}{2}; \qquad R \geqslant \frac{\tau}{2}.$$

Pentru o mașină dată, deci un τ dat, mărimea lui R depinde de adîncimea crestăturii, h_c, și lățimea ei l_c. Pentru a determina lungimea capetelor de bobină s-a considerat că, pentru primul caz $\left(R \leqslant \frac{\tau}{2}\right)$, ea se poate calcula ca lungimea a două sferturi de cerc de rază R, racordate printr-o dreaptă l_c. Pentru cazul al doilea, lungimea va fi dată de un semicerc de rază $(R - l_t)$, la care se adaugă două drepte de lungime l_t. Se poate scrie deci :

Pentru : $R \leqslant \frac{\tau}{2}$,

$$l'_{cbr} = \pi R + l_c = \pi R + (\tau - 2R) = \tau + R(\pi - 2),$$

deci,

$$l'_{cbr} = \tau + 1,14R. \tag{4}$$

Pentru $R \geqslant \frac{\tau}{2}$,

$$l''_{cbr} = 2l_t + \frac{2\pi \cdot \tau/2}{2} = 2\left(R - \frac{\tau}{2}\right) + \pi\frac{\tau}{2},$$

$$l''_{cbr} = 2R + 0{,}57 \cdot \tau. \tag{5}$$

Relațiile (4) și (5) ne permit să calculăm lungimea capetelor de bobină în cele două ipoteze.

Ambele depind de τ și R. Cum τ se impune, urmează să se calculeze R în funcție de adîncimea și lățimea crestăturii inductorului.

În figura 5 este prezentată o înfășurare repartizată în pas diametral, într-un singur strat.

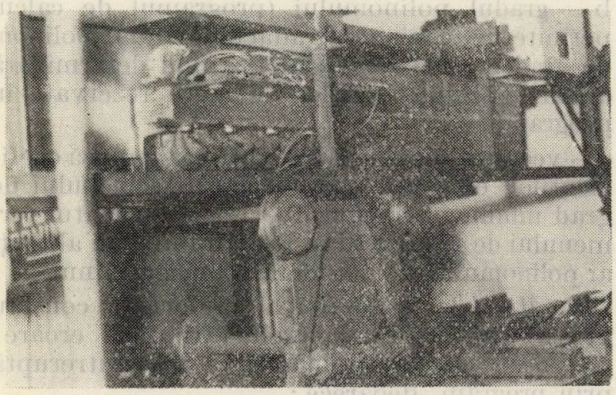


Fig. 5. Vedere de ansamblu a unui inductor cu înfășurare repartizată cu pas diametral într-un singur strat.

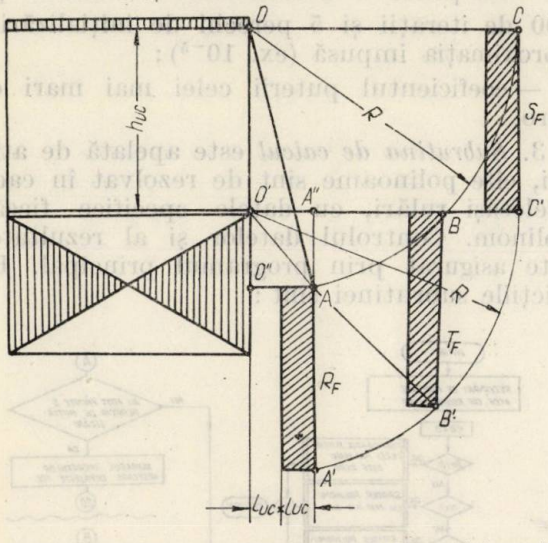


Fig. 6. Secțiunea transversală printr-un inductor liniar cu înfășurare într-un singur strat, cu pas diametral.

În figura 6 este prezentată o secțiune transversală printr-un inductor liniar cu o asemenea înfășurare. Secțiunile transversale realizate prin mijlocul bobinelor fiecărei faze sînt aduse în același plan. Se fac următoarele ipoteze :

a — capetele celor trei faze sînt de lungime identică ;

b — spirele a două din fazele înfășurării se îndoaie față de planul în care se găsește partea lor activă, astfel încît capetele înfășurării a treia să fie bobinate toate în același plan ;

c — distanța minimă față de jug, la care se găsește extremitatea capătului de bobină a primei faze îndoite (ex. faza R_F), este egală cu lățimea mănunchiului de spire, aproximativ egală cu lățimea l_c a crestăturii ;

d — punctele extreme superioare ale bobinelor celor trei faze A, B, C, se găsesc pe un cerc de rază R cu centrul în O, iar punctele extreme inferioare A', B', C', pe un cerc, tot de rază R, dar cu centrul în O' ;

e — în timpul îndoirii, secțiunea dreptunghiulară a capătului de bobină se deformează, dar acest lucru nu modifică esențial lungimea capătului de bobină.

Se fac următoarele notații :

$$OO' = BB' = h_{uc} ;\ O'O'' = x = AA'' ;$$

$$O'A'' = l = 2l_{uc} ;\ OA = OB = OC = R =$$

$$= O'C' = O'B' = O'A' ;\ O'A = Z ;$$

în care : h_{uc} este înălțimea utilă a crestăturii, iar l_{uc} — lățimea utilă a acestei.

Din triunghiurile dreptunghic $OO''A$ și $O'O''A$ rezultă :

$$R^2 = (h_{uc} + x)^2 + l^2, \qquad (6)$$

și :

$$Z = \sqrt{x^2 + l^2} .$$

Din triunghiurile asemenea $O'A''A$ și $O'B'B$ se pot scrie egalitățile :

$$\frac{Z}{h} = \frac{\sqrt{x^2 + l^2}}{R} = \frac{x}{h_{uc}} . \qquad (7)$$

Explicitîndu-l pe x din relația (7), rezultă :

$$x = \frac{l \cdot h_{uc}}{\sqrt{R^2 - h_{uc}^2}} . \qquad (8)$$

Astfel determinată, valoarea lui x se introduce în relația (6), obținîndu-se :

$$R^2 = \left(h_{uc} + \frac{l^2 \, h_{uc}}{\sqrt{R^2 - h_{uc}^2}} \right)^2 + l^2 . \qquad (9)$$

În urma transformărilor efectuate, expresia (9) capătă forma :

$$R^8 - 2R^6 (2h_{uc}^2 + l^2) + R^4 (6h_{uc}^4 + 4l^2 h_{uc}^2 + l^4) -$$

$$- 2R^2 (2h_{uc}^6 + 3 \cdot l^2 h_{uc}^4) + 4 \cdot l^2 h_{uc}^6 + h_{uc}^8 = 0. \qquad (10)$$

Întrucît h_{uc} și $l = 2 l_{uc}$ sînt constante pentru un motor liniar dat, se pot face următoarele înlocuiri :

$$2h_{uc}^2 + l^2 = k_1 ;\ 6h_{uc}^4 + 4 \cdot l^2 h_{uc}^2 + l^4 = k_2 ;$$

$$2h_{uc}^6 + 3 \cdot l^2 h_{cu}^4 = k_3 ;\ 4 \cdot l^2 h_{uc}^6 + h_{uc}^8 = k_4 .$$

Rezultă relația :

$$R^8 - 2k_1 R^6 + k_2 R^4 - 2k_3 R^2 + k_4 = 0. \qquad (11)$$

S-a ajuns, deci, la un polinom de gradul opt, cu rădăcini complexe, pentru a căror determinare se aplică metoda iterațiilor succesive a lui Newton-Raphson.

Principiul metodei

Orice polinom cu rădăcini complexe poate fi pus sub forma :

$$f(z) = \sum_{n=0}^{N} a_n z^n = U + jV, \tag{12}$$

unde : $z = x + jy$ este rădăcină complexă.

Deci :

$$z = (x + jy)^n = X_n + jY_n. \tag{13}$$

Pentru $n = 0$; $X_0 = 1.0$ și $Y_0 = 0.0$.

Pentru $n > 0$ se demonstrează că :

$$\begin{cases} X_n = X \cdot X_{n-1} - Y \cdot Y_{n-1} \\ Y_n = X \cdot Y_{n-1} + Y \cdot X_{n-1}. \end{cases} \tag{14}$$

Rezultă imediat că :

$$\begin{cases} U = \sum_{n=0}^{N} a_n X_n = a_0 + \sum_{n=1}^{N} a_n X_n \\ V = \sum_{n=0}^{N} a_n Y_n = \sum_{n=1}^{N} a_n Y_n, \end{cases} \tag{15}$$

$$\begin{cases} \frac{\partial U}{\partial X} = \sum_{n=1}^{N} n X_{n-1} a_n \\ \frac{\partial U}{\partial Y} = -\sum_{n=1}^{N} n Y_{n-1} a_n. \end{cases} \tag{16}$$

După metoda Newton-Raphson, relațiile de calcul pentru creșterile ΔX și ΔY sînt următoarele :

$$\begin{cases} \Delta X = \left(V \frac{\partial U}{\partial Y} - U \frac{\partial U}{\partial X}\right) \Big/ \left[\left(\frac{\partial U}{\partial X}\right)^2 + \left(\frac{\partial U}{\partial Y}\right)^2\right] \\ \Delta Y = -\left(U \frac{\partial U}{\partial Y} + V \frac{\partial U}{\partial X}\right) \Big/ \left[\left(\frac{\partial U}{\partial X}\right)^2 + \left(\frac{\partial U}{\partial Y}\right)^2\right]. \end{cases} \tag{17}$$

În urma primei iterații, valorile părții reale și imaginare sînt :

$$\begin{cases} X' = X + \Delta X \\ Y' = Y + \Delta Y. \end{cases} \tag{18}$$

Printr-un număr mare de iterații, soluțiile se apropie, cu o aproximație impusă (ε), de cele reale.

Programarea calculelor

Determinarea rădăcinilor polinomului (12) a fost făcută cu ajutorul calculatorului tip FELIX C-256, utilizînd un program principal cu funcția de verificare-administrare a datelor de intrare, editare a informațiilor la ieșire și vînd o subrutină de calcul propriu-zisă.

1. Programul principal permite monitorizarea unei rulări.

Sînt furnizate următoarele date de intrare : a — numărul polinoamelor ce urmează a fi rezolvate în cadrul aceleeași rulări ;
b — gradul polinomului (programul de calcul permite determinarea rădăcinilor unui polinom de grad maxim 36, restricția fiind determinată de dimensiunile zonelor de lucru rezervate în program) ;
c — vectorul coeficienților. Ordinea impusă coeficienților este de la coeficientul termenului de grad minim (termenul liber) la coeficientul termenului de grad maxim. Pentru termenii absenți ai polinomului se consideră coeficientul nul.

2. Mesajele de control al prelucrării constau în : a — desfășurarea prelucrării fără eroare ;
b — desfășurarea prelucrării a fost întreruptă prin program, deoarece :
— gradul polinomului este mai mic ca 1 ;
— gradul polinomului este mai mare ca 36 ;
— nu poate fi determinată o rădăcină prin 500 de iterații și 5 perechi de inițializări cu aproximația impusă (ex. 10^{-5}) ;
— coeficientul puterii celei mai mari este zero.

3. *Subrutina de calcul* este apelată de atîtea ori, cîte polinoame sînt de rezolvat în cadrul aceleeași rulări, cu datele specifice fiecărui polinom. Controlul datelor și al rezultatelor este asigurat prin programul principal. Restricțiile subrutinei sînt :

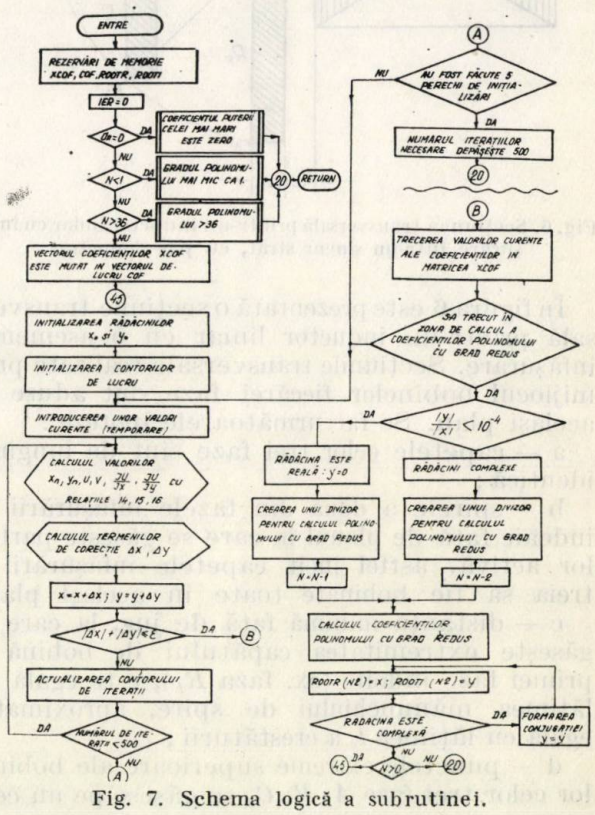


Fig. 7. Schema logică a subrutinei.

a — în scopul determinării unei rădăcini (sau perechi de rădăcini) se pot efectua maximum 500 iteraţii, după care calculul este oprit accidental ; b — procesul iterativ în determinarea unei soluţii este oprit normal, atunci cînd diferenţa

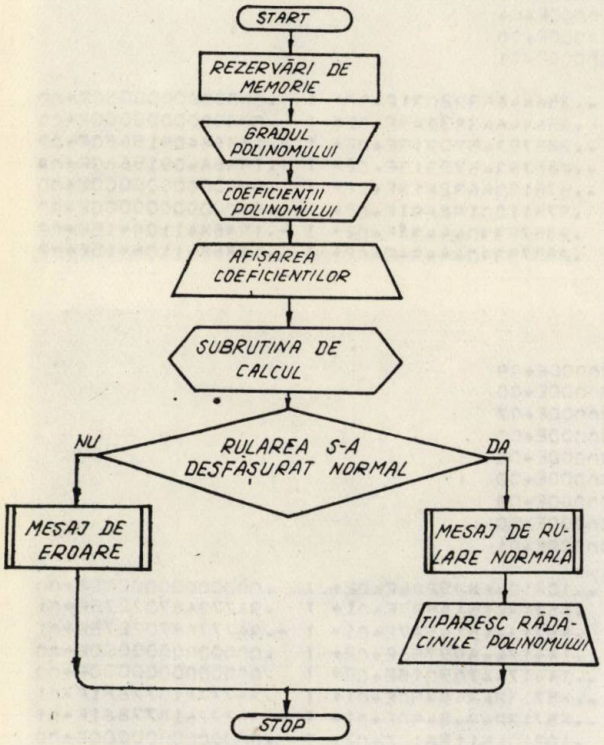


Fig. 8. Schema logică a programului principal.

între două soluţii consecutive (parte reală plus parte imaginară nu depăşeşte $\varepsilon = 10^{-5}$) ; c — rădăcina determinată se consideră reală, dacă raportul dintre partea reală şi partea imaginară depăşeşte 10^4.

În principiu, schema logică a subrutinei pentru determinarea rădăcinilor unui polinom după metoda Newton-Raphson este prezentată în figura 7. Programul principal este dat în figura 8.

Rezultate obţinute

Pentru rezolvarea polinomului (11) şi, deci, pentru precizarea valorii coeficienţilor k_1, k_2, k_3 şi k_4 s-au considerat două cazuri extreme, şi anume :

Cazul I. Micromotor liniar trifazat cu următorii parametri : $l_{uc} = 2$mm ; $h_{uc} = 10$ mm ; $\tau = 12$ mm ; $V_s = 1{,}2$ m/s ; rezultă : $k_1 = 216$; $k_2 = 66.656$; $k_3 = 2{,}48 \times 10^6$; $k_4 = 164 \times 10^6$.

Cazul II. Motor liniar trifazat de inducţie de mare putere (4 000 kW) cu parametrii [10] : $l_{uc} = 12{,}7$ mm ; (s-a considerat 13 mm) ; $h_{uc} = 32{,}8$ mm (s-a considerat 33 mm) ; $\tau = 305$ mm ; $V_s = 134$ m/s, pentru care rezultă :

$k_1 = 2854$; $k_2 = 10.517.158$; $k_3 = 4.987.983.726$;

$$k_3 = 4.987.983.726 ;$$

$$k_4 = 4.798.537.4 = 7.217.$$

În figura 9a şi b este dată imprimanta cu rezultatele rezolvării polinomului (11), considerat în cele două cazuri de mai sus. Din analiza rezultatelor obţinute rezultă că în fiecare din cele două cazuri se obţin patru soluţii reale, dintre care doar două pot fi reţinute pentru calculul tehnic. Se vor accepta pentru primul caz $R_1' = 10{,}21$ mm şi $R_2' = 14{,}41$ mm, iar pentru cazul al doilea $R_1'' = 35{,}64$ mm şi $R_2'' = 57{,}51$ mm.

1.2. Determinarea lungimii capetelor de bobină la înfăşurarea de tip inel. În figura 10 este reprezentată o secţiune transversală printr-o crestătură a înfăşurării în inel. Se consideră că circuitul magnetic inductor în jurul căruia se efectuează bobinajul, este acoperit cu o folie izolantă de grosime g_{iz}. Se poate determina imediat valoarea lungimii medii a unui capăt de bobină cu relaţia :

$$l_{cbi} = 4g_{iz} + 2\,\frac{2\pi h_{uc}/2}{4} + h_j = 4g_{iz} + \frac{\pi\, h_{uc}}{2} + h_j. \tag{19}$$

Întrucît sub această formă relaţia (19) nu permite să se stabilească cu uşurinţă domeniul în care este valabilă inegalitatea (3), va trebui ca înălţimea jugului h_j să se exprime în funcţie de pasul polar τ.

Conform referinţei [1] :

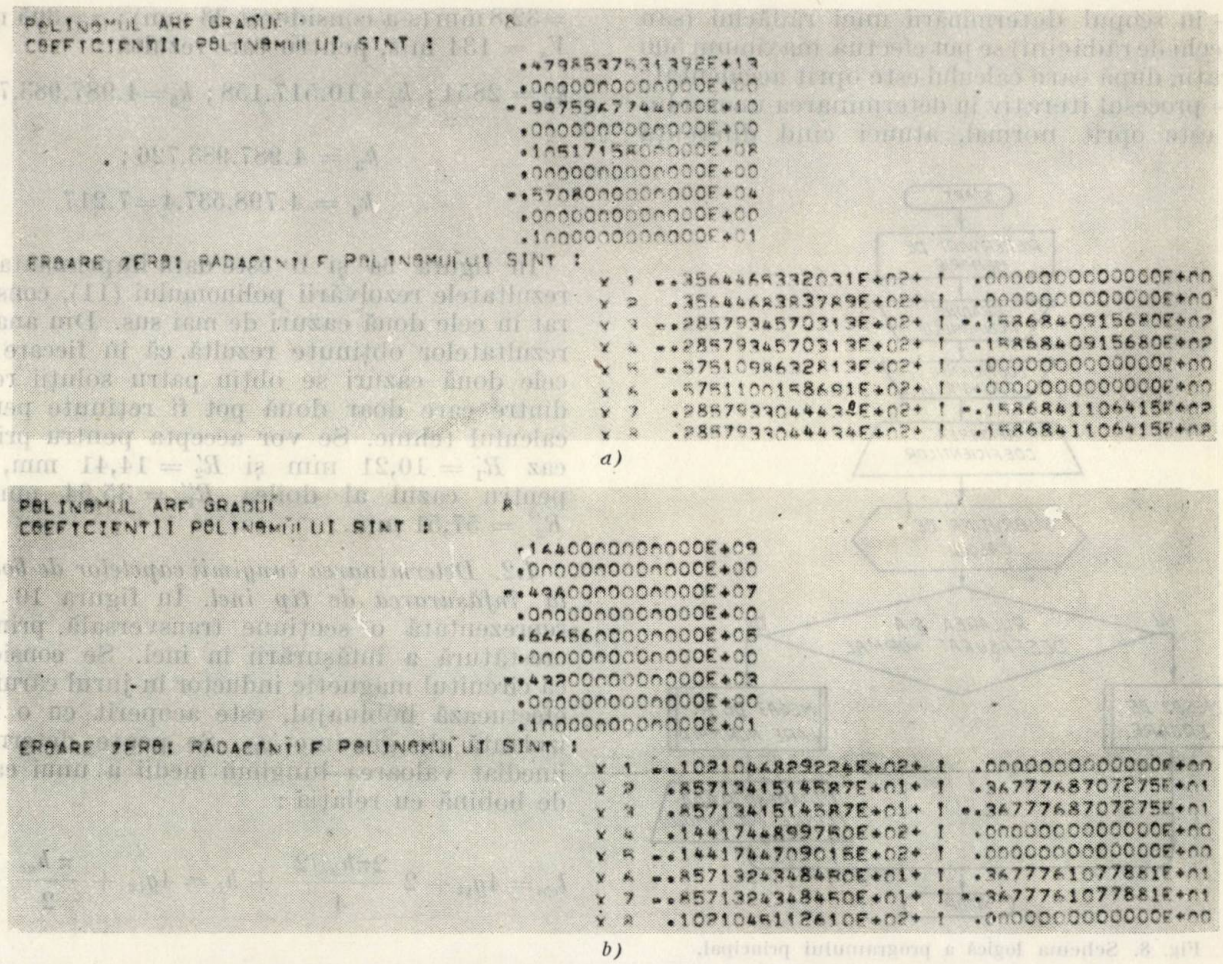
$$h_j = \frac{\alpha_i\, \tau l_i\, B_\delta (l + \tau_1)}{21_{Fe}\, B_j}, \tag{20}$$

în care : α_i (acoperirea polară ideală) $= 2/\pi$ (deci, cîmpul magnetic în întrefier este repartizat sinusoidal) ; τ_1 este coeficientul parţial de scăpări ; B_{δ_1} şi B_j — inducţia magnetică în întrefier şi respectiv în jug ; l_j — lungimea ideală a maşinii ; l_{Fe} — lungimea axială netă a miezului feromagnetic.

În cazul maşinii liniare de inducţie, provenită prin transformarea topologică a maşinii rotative de inducţie cu întrefier radial [3] atît l_i, cît şi l_{Fe} se referă la lăţimea circuitului inductor al motorului liniar.

Pe de altă parte grosimea dintelui la baza sa, b_{zM} este dată de relaţia :

$$b_{zM} = \frac{l_i \cdot t \cdot B_\delta\, (l + \tau_1)}{l_{Fe}\, B_{zM}}, \tag{21}$$



a)

b)

Fig. 9. *a* și *b*. Imprimanta cu rezultatele rezolvării polinomului în două cazuri.

în care : t este pasul crestăturii, iar B_{zM} inducția aparentă la baza dintelui. Efectuînd raportul relațiilor (20) și (21), rezultă :

$$\frac{h_i}{b_{zM}} = \frac{\alpha_i \cdot \tau \cdot B_{zM}}{2tB_j}. \tag{22}$$

Considerînd $q = 1$, se poate scrie :

$$\tau = 3t = 3\,(l_c + b_{zM}). \tag{23}$$

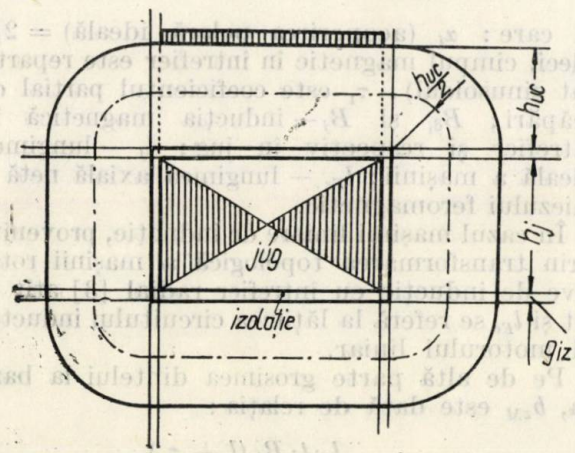


Fig. 10. Secțiune transversală printr-o crestătură cu înfășurare inel.

Acceptînd $\alpha_i = 2/\pi$, $b_{zM} = (\tau/3) - l_c$ și $\tau = 3t$ și introducînd aceste valori în relația (22), se obține :

$$h_j = \left(\frac{\tau}{3} - l_c\right)\frac{3B_{zM}}{\pi B_j}. \tag{24}$$

Alegîndu-se $B_{zM} = 1{,}4$ și $B_j = 1{,}2$ T rezultă :

$$h_j = 1{,}11\left(\frac{\tau}{3} - l_c\right). \tag{25}$$

1.3. *Stabilirea condițiilor în care înfășurarea inel este mai avantajoasă decît înfășurarea repartizată.* În vederea stabilirii acestor condiții în inegalitatea (3) se înlocuiesc termenii l_{cbr} și l_{cbi} prin expresiile (5), (19) și respectiv (25). S-a considerat, deci, cazul cînd crestătura este suficient de adîncă, ceea ce corespunde situației $R \geqslant \frac{\tau}{2}$. Inegalitatea (3) capătă forma :

$$2R + 0{,}57\tau \geqslant 2\left[4g_{iz} + \frac{\pi h_{uc}}{2} + 1{,}11\left(\frac{\tau}{3} - l_c\right) + l_{inac}\right].$$

Considerîndu-se parametrii micromotorului liniar, indicați anterior și $g_{iz} = 0{,}2$ mm, rezultă pentru cele două rădăcini R_1' și R_2' condițiile :

$$27{,}27 \geqslant 36{,}56 + l_{inac},$$

$$35{,}65 \geqslant 36{,}56 + l_{inac}$$

și, deci, concluzia că în acest caz, din punct de vedere al cantității de cupru, nu se justifică folosirea înfășurării în inel.

Considerînd parametrii celui de-al doilea motor, $g_{iz} = 3{,}7$ mm și calculînd pe l_{cbr} cu relația (4) (întrucît crestătura nu este prea adîncă în raport cu lățimea ei), rezultă pentru cele două rădăcini R_1'' și R_2'' condițiile :

$$345{,}7 \geqslant 329{,}8 + l_{inac}$$

și :

$$370{,}6 \geqslant 328{,}8 + l_{inac}.$$

În acest caz, cantitatea de cupru este mai mică, dacă se folosește înfășurarea inel, în situația în care lățimea mașinii este mai mică ca $345{,}7 - 329{,}8 = 15{,}9$ mm sau ca $370{,}6 - 329{,}8 = 40{,}8$ mm.

2. Alte criterii de apreciere a posibilităților de utilizare a înfășurării de tip inel

În unele cazuri înfășurarea inel este preferată înfășurării repartizate, chiar în situația unui consum mai mare de cupru. Astfel, la unele motoare de mare putere, care folosesc conductoare cu secțiune dreptunghiulară și crestături deschise, alegerea unei înfășurări tip inel duce la o simplificare a procesului tehnologic, la scurtarea duratei de fabricație și, în final, la micșorarea manoperei. În același timp, folosirea unor conductoare cu secțiune dreptunghiulară conduce la o umplere mai bună a crestăturii, ceea ce are implicații pozitive asupra geometriei crestăturii și, deci, a fluxului de scăpări corespunzător.

Tendința de folosire a înfășurărilor inel se remarcă la unele prototipuri de motoare liniare, chiar dacă performanțele electrice ale înfășurărilor sînt mai modeste, și se explică tocmai prin simplificările pe care le atrage. Pentru micromotoare liniare de inducție și pentru motoare de mică și medie putere, înfășurarea inductoare de tip inel se poate realiza simultan pentru toate crestăturile. Pe de altă parte, utilizarea înfășurării de tip inel elimină necesitatea penelor de închidere a crestăturii, simplificînd tehnologia și din acest punct de vedere.

Referitor la gabarit se remarcă faptul că o înfășurare inel conduce la o lățime mai mică a motorului liniar, în comparație cu o înfășurare repartizată, dar la creșterea înălțimii inductorului, datorită bobinei care înconjoară miezul magnetic.

Pentru exploatare, în cazul străpungerii unei înfășurări, nu mai este necesar să se scoată și să se rebobineze toată înfășurarea, ci numai bobina defectă. La limită, cu unele dezechilibre, motorul liniar poate funcționa chiar și fără bobina defectă, care, bineînțeles, va fi scoasă din circuit.

Concluzii

În analiza comparativă a cantității de cupru, folosită pentru realizarea înfășurării (repartizată și inel), s-a considerat că inducția magnetică este repartizată sinusoidal în întrefier. De asemenea, s-au acceptat valorile minime recomandate pentru inducția aparentă la baza dintelui și jug. Chiar și pentru acest caz al valorii minime a inducției, care dezavantajează folosirea înfășurării inel, s-a dovedit, teoretic că pentru un anume pas polar și o anumită lățime a inductorului mașinii, înfășurarea în inel folosește mai puțin cupru decît cea repartizată.

Utilizînd programul prezentat în lucrare se pot stabili, pentru o varietate mai mare de tipodimensiuni ale mașinii liniare de inducție, condițiile, în care o înfășurare inel devine mai economică decît una repartizată din punct de vedere al cantității de cupru folosit. La această condiție se mai adaugă și celelalte, prezentate în lucrare, care în unele cazuri pot să depășească ca importanță pe prima. Se cere, deci, o analiză de la caz la caz a condițiilor ce se impun motorului liniar, pentru a se opta pentru una din cele două soluții constructive indicate.

Bibliografie

[1] *Bălă, C.* Proiectarea mașinilor electrice. București, E.D.P. 1967.

[2] *Bălă, C., Togui, L., Covrig, M.* Mașini electrice. Probleme București, Ed. didactică și pedagogică, 1974.

[3] *Cantemir, L.* Contribuții teoretice și experimentale asupra motorului trifazat liniar de inducție și posibilități de utilizare. Teză de doctorat. Institutul politehnic Iași, 1974.

[4] *Dordea, T.* Mașini electrice. București, Ed. didactică și pedagogică, 1970.

[5] * * * Manualul inginerului electrician, vol II. București, Ed. tehnică, 1954.

[6] * * * Moteur linéaire. În : Rev. Techniques CEM, nr. 81.

[7] *Yves Pelanc.* Nouvelle methode de propulsion électrique. Ed. Merlin — Gerin.

[8] *Richter, R.* Înfășurările mașinilor electrice. București, Ed. tehnică, 1958.

[9] *Victorri, M., Reyx, P.* Le moteur d'induction linéaire. Son application à la propulsion de l'URBA. În : Rev. Technique — Merlin-Gerin, nr. 56.

[10] *White David.* Some problems related to electric propulsion. Massachusetts Institute of Technology, 1 november 1966.

Intrat în redacție la 5. IV. 1975

CZ 621.313.226 : 621.314.5

ACȚIONĂRI ELECTRICE
MOTOR ASINCRON
CONVERTIZOR ROTATIV
DUBLĂ ALIMENTARE

Problemele acționărilor electrice cu motoare asincrone cu dublă alimentare*

MIRCEA OPRIȘOR** — IAȘI

Avantajele motorului cu dublă alimentare (M. Kloss — D.R.P. nr. 109.986/20.06.1899), reprezentat în cele două variante de conectare în figura 1, printre care : utilizarea mai bună a materialelor mașinii, factor de putere ridicat datorat divizării puterii reactive între cele două alimentări, construcția relativ simplă a motorului asincron cu inele, obținerea directă a unor viteze speciale (6 000 rot/min la mașina cu doi poli, 2 000 rot/min la mașina cu șase poli etc.), faptul că nu necesită surse speciale de alimentare și altele, justifică pe deplin studiile extinse privind această mașină.

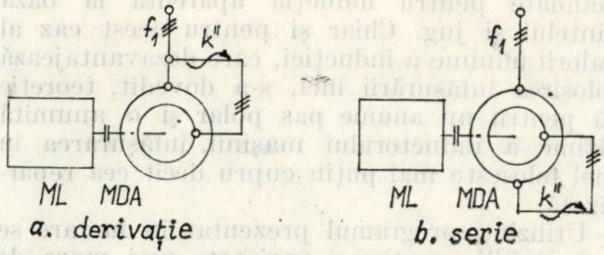


Fig. 1. Tipuri principale de mașină asincronă cu dublă alimentare funcționînd la dublul vitezei ideale de mers în gol.

Între dezavantaje, viteza de rotație rigidă, lipsa cuplului de pornire și o accentuată tendință la pendulare, au restrîns mult domeniul de aplicare a acestei soluții simple și economice. Totuși, uneori, sub alte denumiri, mașina asincronă cu dublă alimentare are o largă răspîndire în cadrul unor sisteme de acționare complexă, unde dezavantajele menționate sînt mai mult sau mai puțin eliminate [1]. Noile avantaje, reglajul fin al vitezei, adesea în dublă zonă, și posibilitatea stabilizării funcționării chiar în condiția unor importante șocuri de sarcină, au fost adăugate de tehnica semiconductoarelor.

Deoarece în literatura de specialitate există doar examinări parțiale pentru cîte o soluție de alimentare, iar pentru proiectant nu sînt stabilite condițiile și expresiile de calcul cele mai adecvate, lucrarea de față își propune efectuarea unei analize unitare a problemelor ridicate de sistemele de acționare electrică cu mașină asincronă cu dublă alimentare.

Tratarea analitică din lucrare se bazează pe ipotezele general acceptate la mașinile de inducție, și anume :

— mașina cu inele este trifazată cu statorul și rotorul simetrice și întrefierul uniform ;

— în afara unor cazuri menționate, ambele alimentări provin de la surse de tensiuni sinusoidale, trifazate, simetrice ;

— exceptînd cazul apariției armonicilor cîmpului, în întrefier există un singur cîmp învîrtitor, cîmpurile statoric și rotoric sînt în sincronism ;

— frecvențele tensiunii de alimentare rotorică și a t.e.m. induse de cîmpul statoric sînt identice ;

— se neglijează saturația fierului și pierderile în fier.

Toate mărimile secundare, inclusiv tensiunea sursei rotorice, se consideră raportate la primar, fără a marca acest lucru printr-un indice suplimentar. Analiza este efectuată pentru mașina individuală, ceea ce impune ca tensiunea la borne să poată fi considerată constantă, adică, convertizorul rotoric are o putere mult mai mare decît mașina cu dublă alimentare. Expresiile deduse în condiția funcționării subsincrone sînt valabile și în suprasincron dacă se ține seamă de semnele corespunzătoare ale tensiunilor, curenților, cuplului și alunecării.

1. Alimentarea rotorică a mașinii asincrone

Modul de alimentare dictează comportarea în funcționare, alura cuplului și posibilitățile de reglare a vitezei. Fără a diminua importanța soluțiilor în care statorul și rotorul sînt alimentate de la surse independente (de frecvență și tensiune diferită și variabilă), interesul maxim îl prezintă schemele cu statorul (proiectate pentru 50 Hz), conectat la rețeaua industrială și rotorul alimentat de la un convertizor de frecvență ; acestea sînt variante ale schemei [2]. Viteza de rotație a mașinii cu dublă alimentare este în acest caz :

$$n_1 = n_{01} \cdot \frac{k' - k'' k_f}{1 - k'' k_p k_n}, \text{ rot/s}, \qquad (1)$$

* Lucrarea a fost prezentată la a XIII-a sesiune științifică a I.P. Cluj, din 22—23 februarie 1974.

** Dr. ing. *Oprișor M.* este șef de lucrări la Catedra de utilizări și automatizări electrice a I. P. — Iași.

putînd fi particularizată prin $k_f = 1$ la convertizorul asincron (fig. 2a), $k_f = 0$ la convertizorul sincron (fig. 2 b), $k_n = 0$ la convertizorul static (fig. 3) sau la un simplu transformator trifazat, $k_f = 1$ și $k_n = 0$ în cazul schemei nereglabile (fig. 1).

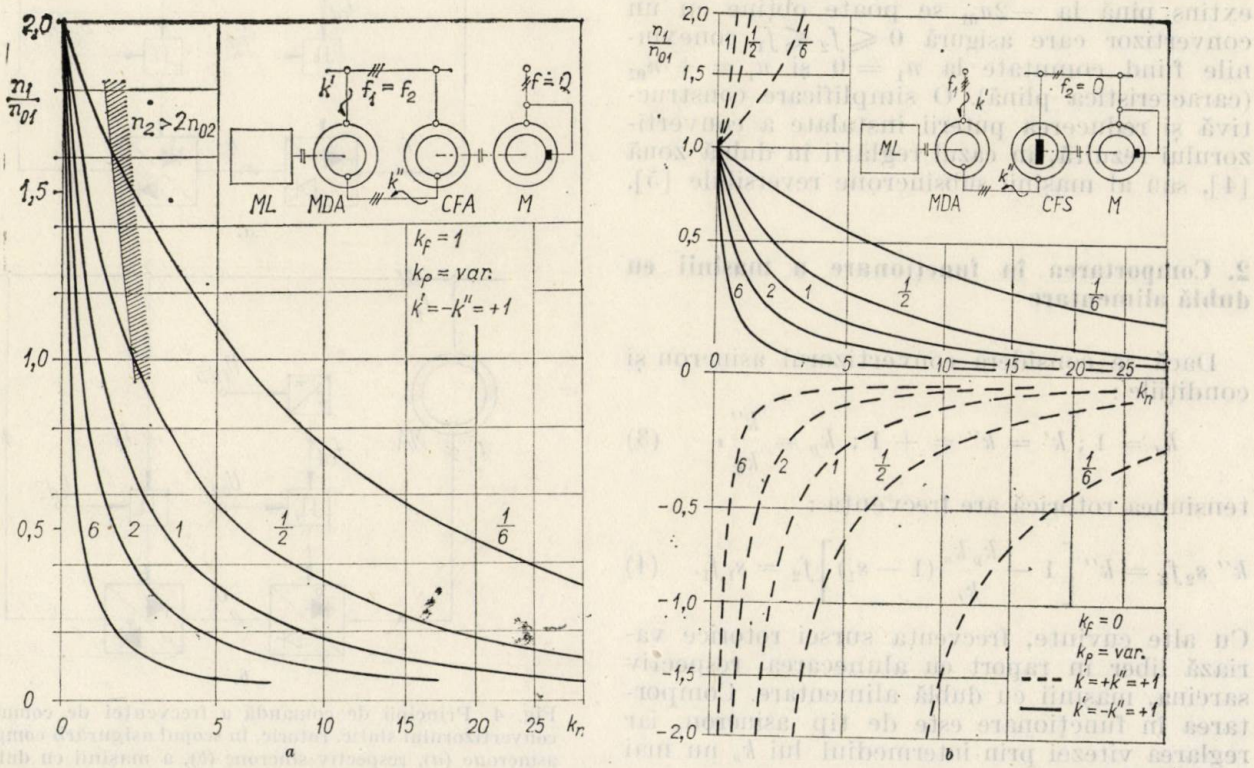


Fig. 2. Caracteristicile de reglaj al vitezei mașinii cu dublă alimentare cu convertizor de frecvență rotativ și comportare sincronă :

a—soluția cu convertizor rotoric asincron ($k_f = 1$, $k' = +1$, $k'' = -1$ la schema cu $k' = k''$, reglajul nefiind posibil); *b*— soluția cu convertizor rotoric sincron ($k_f = 0$, $k' = \pm k'' = +1$).

Condițiile $k_f = 1$, respectiv $k_f = 0$, admit reglarea vitezei mașinii cu dublă alimentare prin modificarea frecvenței rotorice odată că mărimea raportului k_n. Excepție fac schemele cu viteză nulă ($k_f = 1$ și $k' = k''$ — selsinele trifazate), precum și schemele la care convertizorul este antrenat de mașina cu dublă alimentare ($k_n = 1$ [3]). Domeniul de reglaj este impus de schema de conexiuni, de numerele de perechi de poli ai mașinii și convertizorul rotoric și de mărimea frecvenței primare. În figura 2a și b sînt date caracteristicile de reglaj pentru schemele de conexiuni cu, $k' = \pm k'' = +1$ și cîteva rapoarte k_p = const. Variantele cu $k' = \pm k'' = -1$ au caracteristici simetrice față de axa k_n. Toate cazurile reprezentate corespund funcționării sincrone, demarajul, respectiv schimbarea sensului de rotație, fiind imposibile deoarece necesită $k_n = \infty$. Impunînd convertizorului rotoric asincron o viteză maximă egală cu dublul propriei viteze ideale de mers în gol ($n_2 \leqslant 2\ n_{02}$) :

$$n_{2\,max} = 2 \cdot n_{01} \cdot \frac{k_f}{k_p} = \frac{2}{k_p} \cdot n_{01},\ \text{rot/s}, \quad (2)$$

caracteristicile de reglaj cu $k_p < 1$ devin inutilizabile.

În cazul convertizorului static ($k_n = 0$), viteza mașinii cu dublă alimentare depinde de propriul număr de poli, de schema de conexiuni și de mărimile frecvențelor statorică și rotorică

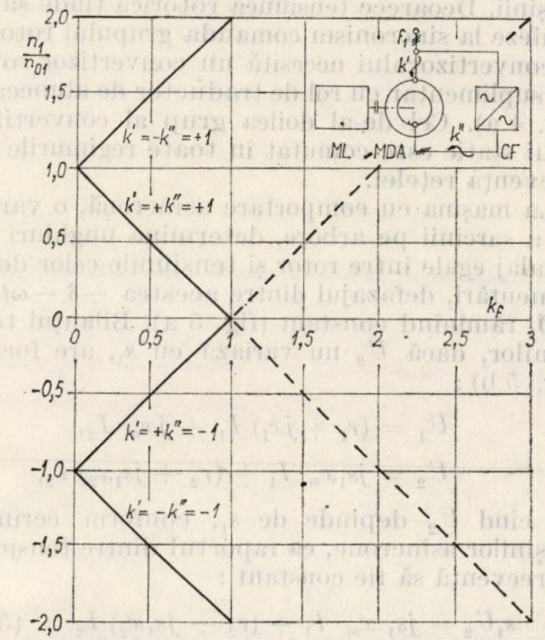


Fig. 3. Caracteristicile de reglaj al vitezei mașinii cu dublă alimentare cu convertizor de frecvență static ($k_n = 0$), pentru toate posibilitățile de conectare.

(fig. 3). Un convertizor ideal, care ar asigura un reglaj al frecvenței secundare între limitele $0 \leqslant f_2 \leqslant 3 \cdot f_1$, permite reglarea vitezei în domeniul $-n_{01} \leqslant n_1 \leqslant +2n_{01}$ (caracteristica cu linie întreruptă) pentru $k' = -1$ și $k'' = +1$), fără nici o comutare de conexiuni. Domeniul extins pînă la $-2n_{01}$ se poate obține cu un convertizor care asigură $0 \leqslant f_2 \leqslant f_1$ conexiunile fiind comutate la $n_1 = 0$ și $n_1 = \pm n_{01}$ (caracteristica plină). O simplificare constructivă și reducerea puterii instalate a convertizorului rezultă, în cazul reglării în dublă zonă [4], sau al mașinii subsincrone reversibile [5].

2. Comportarea în funcționare a mașinii cu dublă alimentare

Dacă se consideră convertizorul asincron și condițiile :

$$k_f = 1\,;\; k' = k'' = +1\,;\; k_p = \frac{k''}{k_n}, \qquad (3)$$

tensiunea rotorică are frecvența :

$$k'' s_2 f_2 = k'' \left[1 - \frac{k_p k_n}{k_f}(1 - s_1)\right] f_2 = s_1 f_1. \qquad (4)$$

Cu alte cuvinte, frecvența sursei rotorice variază liber în raport cu alunecarea, respectiv sarcina, mașinii cu dublă alimentare. Comportarea în funcționare este de tip asincron, iar reglarea vitezei prin intermediul lui k_n nu mai este posibilă.

O comportare asincronă rezultă și în cazul convertizorului static, dacă frecvența de comandă a grupului rotoric depinde de alunecarea mașinii. Deoarece tensiunea rotorică tinde să se anuleze la sincronism comanda grupului rotoric al convertizorului necesită un convertizor rotativ suplimentar cu rol de traductor de alunecare (fig. 4 a). Cel de-al doilea grup al convertizorului static este comutat în toate regimurile de frecvența rețelei.

La mașina cu comportare asincronă, o variație a sarcinii pe arbore, determină unghiuri de decalaj egale între rotor și tensiunile celor două alimentări, defazajul dintre acestea $-\delta - \omega t + \varnothing_1$ rămînînd constant (fig. 5 a). Bilanțul tensiunilor, dacă $\underline{U}_2$ nu variază cu s_1, are forma (fig. 5 b) :

$$\underline{U}_1 = (r_1 + jx_1)\,\underline{I}_1 + jx_m \cdot \underline{I}_2, \qquad (5)$$

$$\underline{U}_2 = js_1 x_m \cdot \underline{I}_1 + (r_2 + js_1 x_2)\,\underline{I}_2,$$

iar cînd $\underline{U}_2$ depinde de s_1, conform cerinței mașinilor asincrone, ca raportul dintre tensiune și frecvență să fie constant :

$$s_1 \underline{U}_2 = js_1 x_m \cdot \underline{I}_1 + (r_2 + js_1 x_2)\,\underline{I}_2. \qquad (5\text{ a})$$

Dacă amplitudinile tensiunilor primară și secundară (raportată) sînt legate prin $|U_2| = K|U_1|$

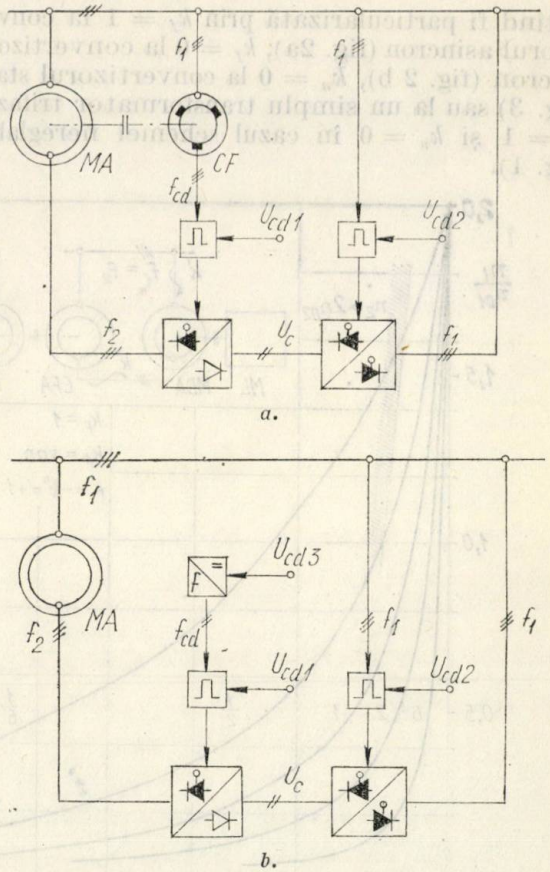


Fig. 4. Principii de comandă a frecvenței de comutație a convertizorului static, rotoric, în scopul asigurării comportării asincrone (*a*), respectiv sincrone (*b*), a mașinii cu dublă alimentare reglabilă.

și este admis cazul general al variației continue a unghiului $\varnothing_1$, în ecuațiile secundare (5) și (5 a) se înlocuiește :

$$\underline{U}_2 = K \cdot \underline{U}_1 \cdot e^{j\varnothing_1}, \qquad (6)$$

unde au sens numai unghiurile $\varnothing_1$ pozitive*.

Pentru același caz al convertizorului asincron și o abatere la cel puțin una dintre condițiile (3), de exemplu $k'' = -1$, din ecuația (4) rezultă :

$$k'' s_2 f_2 = k''(2 - s_1) f_2, \text{ Hz}. \qquad (7)$$

Se observă că tendinței de creștere a lui s_1 îi corespunde o tendință de diminuare a frecvenței secundare $s_2 f_2$. Cum $f_2 = f_1 = \text{const.}$, iar $s_2 = s_1$, aceste tendințe se anulează reciproc astfel că $s_1 = \text{const.}$ și comportarea mașinii cu dublă alimentare devine sincronă.

O comportare sincronă rezultă și în cazul convertizoarelor statice, la care comanda grupului rotoric provine de la o frecvență externă, rigidă (fig. 4, b).

* Unghiurile $\varnothing_1$ negative înrăutățesc factorul de putere al mașinii, dar se iau în considerare în cazurile cînd $\varnothing_1$ pierde rolul de unghi de compensare a factorului de putere și îl capătă pe cel de reglaj al vitezei mașinii cu dublă alimentare ca, de exemplu, în [4].

Definind decalajul unei faze a rotorului, față de faza omoloagă statorică prin unghiul $\emptyset_2$, curenții din cele două faze vor fi defazați cu $-\delta-\omega t+\emptyset_2$ (fig. 5, a). Dată fiind valoarea constantă a alunecării s_1, tendința rotorului

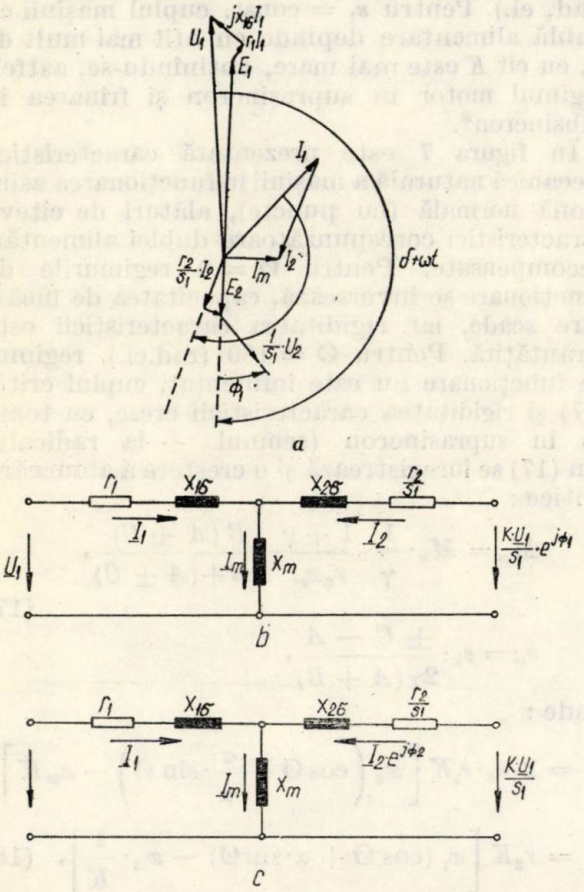


Fig. 5. Aspect principial al diagramei fazoriale a mașinii cu dublă alimentare (*a*), schema echivalentă a mașinii cu comportare asincronă (*b*), respectiv sincronă (*c*), în cazul cînd tensiunea la bornele rotorice poate fi considerată constantă.

de a rămîne în urma tensiunii primare îi corespunde o tendință de creștere a defazajului dintre $\underline{U}_1$ și $\underline{U}_2$, odată cu creșterea unghiului $\emptyset_2$, care capătă rolul de unghi de sarcină.

Bilanțul tensiunilor statorice și rotorice, cînd $\underline{U}_2$ nu depinde de s_1, va fi (fig. 5, c):

$$\underline{U}_1=(r_1+jx_1)\underline{I}_1+jx_m\cdot\underline{I}_2\cdot e^{-j\emptyset_2},\qquad(8)$$

$$\underline{U}_2=js_1x_m\cdot\underline{I}_1\cdot e^{+j\emptyset_2}+(r_2+js_1x_2)\underline{I}_2.$$

Pentru același raport între amplitudinile tensiunilor primară și secundară și luînd ca referință faza statorică rezultă:

$$K\cdot\underline{U}_1\cdot e^{-j\emptyset_2}=js_1x_m\cdot\underline{I}_1+(r_2+js_1x_2)\underline{I}_2\cdot e^{-j\emptyset_2}.\qquad(8a)$$

Ecuația statorică (8) și ecuația rotorică (8, a) sînt similare expresiilor (5) și (6), diferind doar sensul fizic și semnul unghiului Ø. În consecință, curenții mașinii cu dublă alimentare deduși din aceste ecuații vor avea forma generală:

$$\underline{I}_1=\underline{U}_1\cdot\frac{(r_2+js_1x_2)-jx_m\cdot K\cdot e^{\pm j\emptyset}}{(r_1+jx_1)(r_2+js_1x_2)+s_1x_m^2},$$

$$\underline{I}_2=\underline{U}_1\cdot\frac{(r_1+jx_1)\cdot K\cdot e^{\pm j\emptyset}-js_1x_m}{(r_1+jx_1)(r_2+js_1x_2)+s_1x_m^2}.\qquad(9)$$

Ecuația (9) satisface relațiile de legătură dintre, curenții mașinii asincrone normale:

$$\underline{I}_1=\underline{I}_0-\frac{1}{\underline{C}_1}\cdot\underline{I}_2;\ \underline{I}_1=\frac{\underline{C}_1\underline{C}_2}{\underline{C}_1\underline{C}_2-1}\cdot\underline{I}_0;$$

$$\underline{I}_1=-\underline{C}_2\underline{I}_2\qquad(10)$$

și în același timp relațiile:

$$\underline{I}_1=\underline{I}_{1s}+\underline{I}_{2s}\cdot\frac{K}{s_1}\cdot e^{\pm j\emptyset}=\underline{I}_{1s}\left(1-\frac{K}{s_1\underline{C}_2}\cdot e^{\pm j\emptyset}\right),\qquad(11)$$

$$\underline{I}_2=\underline{I}_{2s}+\underline{I}_{1s}\cdot\frac{K\cdot\underline{C}_1}{s_1\underline{C}_1}\cdot e^{\pm j\emptyset}=\underline{I}_{2s}\left(1-\frac{K\cdot\underline{C}_1}{s_1}\cdot e^{\pm j\emptyset}\right).$$

Așa cum rezultă după înlocuirea lui (6) în (5 a), atunci cînd $\underline{U}_2$ depinde de alunecarea s_1 în ecuațiile (9)—(11) se înmulțește K cu s_1.

3. Cuplajul dezvoltat de mașina cu dublă alimentare

Înlocuind curenții dați de ecuația (11) în expresia generală:

$$M=\frac{m}{\Omega_0}\cdot Re\,(jx_m\,\underline{I}_1^*\cdot\underline{I}_2),\qquad(12)$$

se deduce pe calea cea mai simplă cuplul total ($\underline{U}_2$ nu depinde de s_1):

$$M=M_s\left\{1-\frac{r_1K^2}{r_2s_1}-\left[\left(1-s_1\cdot\frac{\alpha}{\beta}\right)\cos\emptyset\pm\right.\right.$$

$$\left.\left.\pm\left(\alpha+s_1\cdot\frac{\delta}{\beta}\right)\sin\emptyset\right]\frac{K\cdot x_1}{s_1x_m}\right\},\ \text{Nm}.\qquad(13)$$

Dacă $\underline{U}_2$ se modifică cu s_1, înmulțind K cu s_1 în ecuația (13) rezultă:

$$M=M_s\left\{1-\frac{r_1}{r_2}\cdot s_1K^2-\left[\left(1-s_1\cdot\frac{\alpha}{\beta}\right)\cos\emptyset\pm\right.\right.$$

$$\left.\left.\pm\left(\alpha+s_1\cdot\frac{\delta}{\beta}\right)\sin\emptyset\right]\frac{x_1}{x_m}\cdot K\right\},\ \text{Nm}.\qquad(14)$$

Cuplul total M reprezintă suma algebrică a următoarelor componente:

— cuplul în funcționare asincronă normală $M_1=M_s$;

— cuplul în funcţionare asincronă inversată (statorul scurtcircuitat şi rotorul alimentat la $|\underline{U}_2| = K|\underline{U}_1|$, respectiv $s_1 K|\underline{U}_1|$) :

$$M_2 = -\frac{r_1}{r_2}\cdot s_1 K^2 \cdot M_s, \text{ Nm}, \qquad (15)$$

— cuplurile de interacţiune a celor două alimentări :

$$M_3 + M_4 = -\left[\left(1 - s_1\cdot\frac{\alpha}{\beta}\cos Ø \pm\right.\right.$$

$$\left.\left.\pm\left(\alpha + s_1\cdot\frac{\delta}{\beta}\right)\sin Ø\right]\frac{x_1}{x_m}\cdot K\cdot M_s, \text{ Nm}, \quad (16)\right.$$

unde, în regim motor Ø este pozitiv pentru maşina cu comportare asincronă şi negativ pentru maşina cu comportare sincronă.

Influenţa principalilor parametri asupra cuplului maşinii cu dublă alimentare se observă uşor în figura 6, corespunzătoare unui motor UMEB de 3 kW, 1 000 rot/min, în condiţia că $\underline{U}_2$ depinde de s_1. Mărimea tensiunii secundare $\underline{U}_2$ are o influenţă minimă pentru unghiuri Ø de circa 120 (rad.el.), în subsincron şi 75 (rad. el),

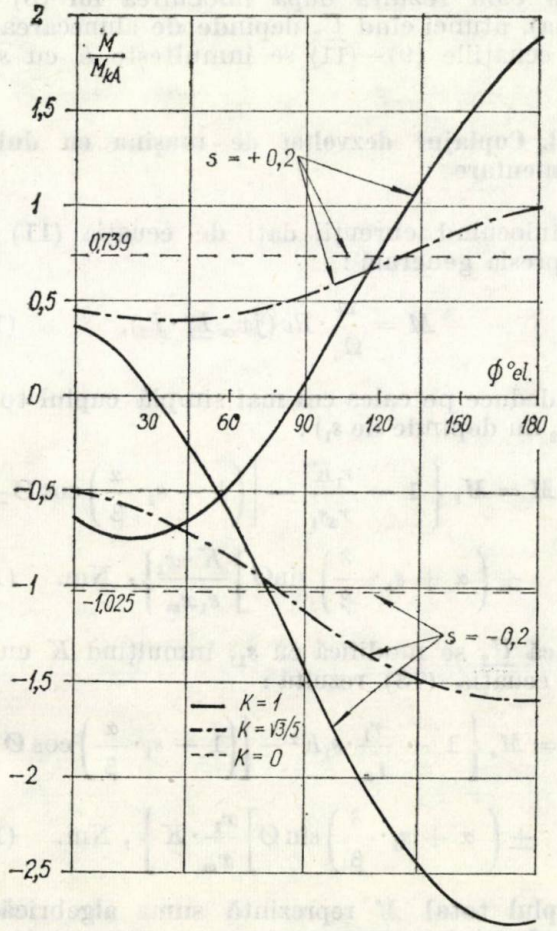


Fig. 6. Modificarea cuplului maşinii asincrone şi a regimului de funcţionare în cazul reglării tensiunii rotorice, sau a unghiului de compensare Ø, la viteză constantă.

în suprasincron, unde aceasta foloseşte, în principal, la compensarea factorului de putere. La maşina cu comportare asincronă, necompensată, funcţionînd în subsincron, K are o influenţă mai mare la Ø = 0 decît la Ø = 180 (rad. el.). Pentru s_1 = const. cuplul maşinii cu dublă alimentare depinde cu atît mai mult de Ø, cu cît K este mai mare, obţinîndu-se, astfel, regimul motor în suprasincron şi frînarea în subsincron*.

În figura 7 este prezentată caracteristica mecanică naturală a maşinii în funcţionarea asincronă normală (cu puncte), alături de cîteva caracteristici corespunzătoare dublei alimentări necompensate. Pentru Ø = 0 regimurile de funcţionare se inversează, capacitatea de încărcare scade, iar rigiditatea caracteristicii este înrăutăţită. Pentru Ø = 180 (rad.el.), regimul de funcţionare nu este influenţat, cuplul critic (17) şi rigiditatea caracteristicii cresc, cu toate că în suprasincron (semnul + la radicalul din (17) se înregistrează şi o creştere a alunecării critice :

$$M_{cr} = M_k\cdot\frac{1}{\gamma}\cdot\frac{1+\gamma}{r_2 x_m}\cdot\frac{B(A \pm C)}{2B+(A \pm C)}, \qquad (17)$$

$$s_{cr} = s_k\cdot\frac{\pm C - A}{2\gamma(A+B)},$$

unde :

$$A = 2\gamma s_k\cdot r_1 K\left[x_2\left(\cos Ø - \frac{\sigma}{\alpha}\cdot\sin Ø\right) - x_m K\right],$$

$$B = r_2 K\left[x_1(\cos Ø + \alpha\cdot\sin Ø) - x_m\cdot\frac{1}{K}\right], \qquad (18)$$

$$C = \sqrt{A^2 + 4\gamma^2(A+B)B}.$$

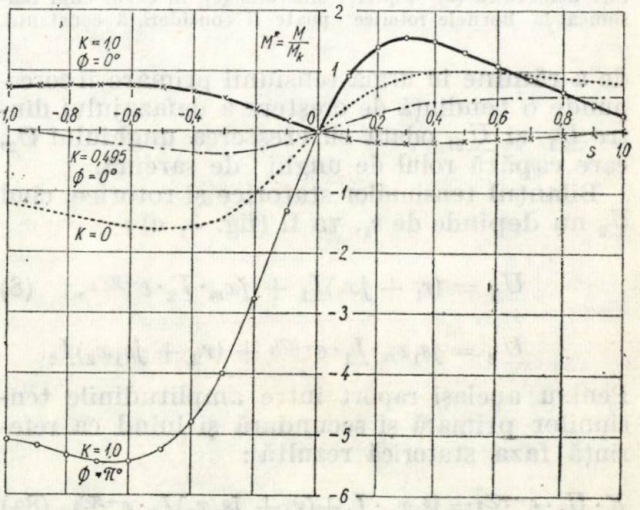


Fig. 7. Caracteristicile mecanice ale maşinii asincrone normale (cu puncte) şi ale maşinii asincrone cu dublă alimentare. Cu linie groasă este ilustrată posibilitatea funcţionării în regim motor în sub şi suprasincron.

* O tensiune neraportată U_2 = 220 V corespunde în cazul dat la K = 5.

În figura 8 sînt prevăzute, pentru aceleași valori ale tensiunii secundare, caracteristicile mecanice ale mașinii funcționînd sincron la $s_1 = -1$ (rotorul) și statorul alimentate la frecvența industrială). În regim motor se remarcă o diminuare a cuplului critic și a unghiului de sarcină critic:

$$\emptyset_{cr} = \text{arc tg}\left(\frac{s_1\sigma + \alpha\beta}{s_1\alpha - \beta}\right). \qquad (19)$$

Aceasta se datorește primelor trei componente ale cuplului total (14), și mai ales componentei în cos Ø. Cu linii subțiri sînt trasate, pentru comparație, caracteristicile ideale ale funcționării sincrone, obținute din condiția că primele trei componente ale ecuației (14) sînt nule. În regim generator fenomenul este invers, crescînd capacitatea de încărcare și domeniul de funcționare stabilă a mașinii.

4. Cuplurile suplimentare în cazul convertizorului static

Convertizorul static introduce în rotor armonici de ordin superior, care în cazul schemelor uzuale cu șase pulsuri au numerele de ordine:

$$g = 1 - 6\cdot h, \qquad (20)$$

unde:

$$h = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots$$

Corespunzător, iau naștere armonici ale cîmpului învîrtitor rotoric, care se rotesc, față de stator, proporțional cu frecvența:

$$f_g = (1 - s_1) f_1 + 6hs_1 f_1, \qquad (21)$$

unde h este pozitiv, dacă sensurile cîmpurilor rotorice ale armonicii și ale fundamentalei coincid. În stator sînt induse, astfel, armonici ale curentului, avînd frecvența multiplu de șase ori frecvența fundamentalei: $6hf_1$, care produc pe lîngă cuplul principal:

— cupluri asincrone secundare datorate perechilor de armonici de același ordin ale curentului rotoric și statoric indus;

— cupluri pendulare principale, datorate armonicilor de ordin superior ale curentului rotoric și fundamentalei curentului statoric, sau armonicilor de ordin superior ale curentului statoric și fundamentalei curentului rotoric;

— cupluri pendulare secundare, datorate armonicilor de ordin diferit ale curenților rotoric și statoric indus.

Regimul de funcționare corespunzător cuplurilor asincrone secundare alternează odată cu semnul numărului de ordine g. Ca rezultat, termenul al doilea din expresia cuplului total al mașinii cu dublă alimentare, reprezentînd suma algebrică a acestor cupluri:

$$\sum M_2' = -s_1 \cdot \frac{r_1}{r_2} \cdot K^2 \sum_{g=1}^{\infty} M_{sg}, \text{ Nm}, \qquad (22)$$

crește în mai mică măsură decît în cazul unei simple însumări a efectelor produse de fiecare cuplu secundar. Uu calcul de pretenție, considerînd și armonicile divizibile cu trei, indică (fig. 9) importanța redusă a acestor

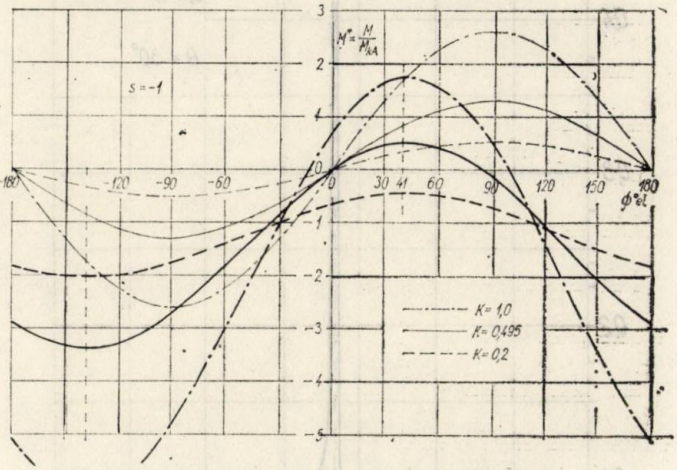


Fig. 8. Caracteristici mecanice reale (linie îngroșată) și ideale (linii subțiri) ale mașinii cu dublă alimentare și comportare sincronă.

cupluri asincrone suplimentare [6], influența lor putînd fi considerată numai la reglajul în dublă zonă. Pentru determinarea sumei componentelor M_{sg} în calculele inginerești este satisfăcătoare metoda indicată în [7] cu considerarea numai a armonicilor a șasea și a douăsprezecea.

Cuplurile pendulare (aprofundate într-o lucrare de anvergură [8]) aduc o contribuție mai mică de 10% la cuplul total al mașinii (fig. 10) și pot fi neglijate. Cum domeniul în care se

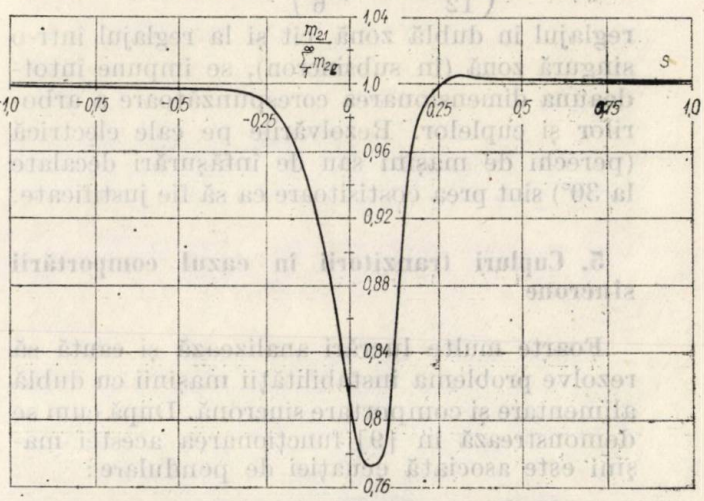


Fig. 9. Influența armonicilor cuplului asincron, datorat alimentării rotorice asupra cuplului total, în cazul reglajului cu convertizor rotoric static.

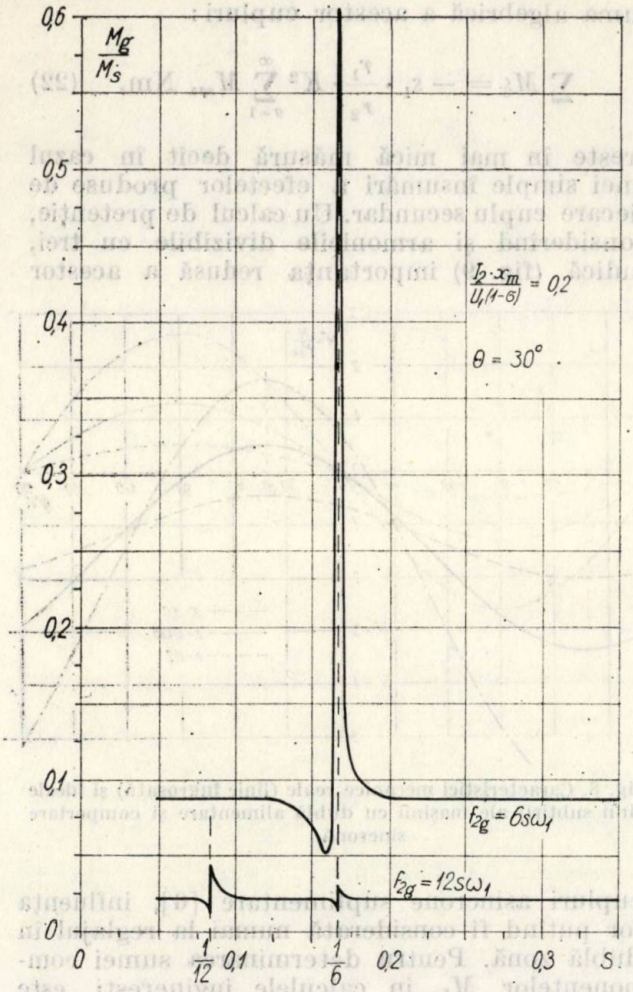


Fig. 10. Cupluri pendulare la funcţionarea subsincronă a maşinii cu dublă alimentare şi comportare asincronă. θ este unghiul de suprapunere a curenţilor de formă trapezoidală ai convertizorului, fiind considerat la valoarea naturală pentru convertizoarele cu şase pulsuri.

manifestă $\left(\frac{1}{12} \leqslant s_1 \leqslant \frac{1}{6}\right)$ este acoperit, atît la reglajul în dublă zonă, cît şi la reglajul într-o singură zonă (în subsincron), se impune întotdeauna dimensionarea corespunzătoare a arborilor şi cuplelor. Rezolvările pe cale electrică (perechi de maşini sau de înfăşurări decalate la 30°) sînt prea costisitoare ca să fie justificate.

5. Cupluri tranzitorii în cazul comportării sincrone

Foarte multe lucrări analizează şi caută să rezolve problema instabilităţii maşinii cu dublă alimentare şi comportare sincronă. După cum se demonstrează în [9] funcţionarea acestei maşini este asociată ecuaţiei de pendulare:

$$\pm J \cdot \frac{d^2\Delta\Phi}{dt^2} + A \cdot \frac{d\Delta\Phi}{dt} + p_1 \cdot S \cdot \Delta\Phi = \Delta M_{rs}, \quad (23)$$

unde: cu Δ sînt marcate abaterile de la situaţia staţionară,

$$S = \pm\left[\left(1 - s_1 \cdot \frac{\alpha}{\beta}\right)\sin\Phi \pm \left(\alpha + s_1 \cdot \frac{\sigma}{\beta}\right)\cos\Phi\right]\frac{x_1}{x_m} \cdot K \quad (24)$$

este cuplul de sincronizare; semnul pozitiv din faţa parantezei pătrate corespunde creşterii sarcinii, iar semnul pozitiv din aceeaşi paranteză corespunde regimului motor.

Chiar în condiţia unor pendulări determinate de sarcină, maşina este stabilă pentru valorile pozitive ale cuplului de amortizare A. Cum, însă, acesta cuprinde o componentă negativă de valoare ridicată, datorată alimentării rotorice (derivata în raport cu Ω a celui de-al doilea termen al (14):

$$A_2 = \frac{p_1}{\omega_0} \cdot \frac{r_1}{r_2} \cdot \frac{K^2 M_s}{\dfrac{\left(\dfrac{s_1}{s_k} + \gamma\right)}{\left(\dfrac{s_k}{s_1} + \gamma\right)} + 1}, \quad (25)$$

la funcţionarea în suprasincron, se impun unele măsuri speciale ca:

— diminuarea cuplului datorat alimentării rotorice prin rezistenţe sau reactanţe suplimentare înseriate pe fazele rotorului [10];

— diminuarea cuplului datorat alimentării rotorice cu rezistenţe suplimentare asimetrice înseriate periodic în acest circuit [11];

— producerea unui cuplu de amortizare pozitiv prin frecare, curenţi turbionari, sau cu maşina de lansare [12] dimensionată adecvat;

— producerea unui cuplu de amortizare pozitiv cu o înfăşurare suplimentară, dispusă în crestăturile statorice. În cazul unui număr de poli adecvat, alimentînd această înfăşurare la frecvenţă ridicată se asigură şi lansarea [13].

6. Factorul de putere

Mărimea factorului de putere poate fi reglată prin intermediul alimentării rotorice, în cazul comportării asincrone şi, spre deosebire de maşina excitată în curent continuu, este independentă, în cazul comportării sincrone, dar superioară funcţionării asincrone normale. Problema devine importantă în cazul convertizorului static cu reglaj al tensiunii rotorice prin întîrzierea aprinderii ventilelor, cînd factorul de putere este aproximativ egal cu cosinusul unghiului de întîrziere. În subsincron, la bornele rotorice fiind cuplat un redresor, rezultă o îmbunătăţire

atunci cînd acesta este semicomandat :

$$\cos\varphi = \sqrt{\frac{U_c}{U_{c.max}}}, \text{ față de : } \cos\varphi = \frac{U_c}{U_{c.max}}. \quad (26)$$

La acționările de mare putere este justificată înlocuirea comenzii de întîrziere a deschiderii ventilelor cu un transformator trifazat reglabil, intercalat între sursa de alimentare și convertizorul static.

7. Incălzirea mașinii cu dublă alimentare

În principiu, dubla alimentare determină modificarea alunecării mașinii asincrone fără modificarea amplitudinilor curenților. Deci, chiar în condiția unor puteri mecanice mari, nu este de așteptat o supraîncălzire. Creșterea efectului autoventilației în suprasincron justifică ignorarea acestei probleme în toate lucrările cunoscute. În subsincron, mai ales la viteze reduse [5], se impune introducerea ventilației forțate. Dimensionarea acesteia se face conform criteriilor uzuale la mașinile asincrone normale.

8. Concluzii

Pentru proiectarea unui sistem de acționare electrică cu mașină asincronă cu dublă alimentare se stabilește inițial domeniul de reglare a vitezei. Legat de aceasta se alege tipul convertizorului de frecvență și modul de variație cu alunecare a frecvenței și tensiunii secundare, rezultînd comportarea în funcționare a mașinii cu dublă alimentare. În cazul convertizoarelor rotative se impune numărul de poli, domeniul de reglare a vitezei, sistemul de acționare și schema de comandă. În cazul convertizoarelor statice se impune domeniul de reglare și sistemul de comandă a frecvenței, modul de variație a tensiunii de ieșire și tipul constructiv.

Expresiile analitice date în lucrare au forma unor multipli ai mărimilor omoloage corespunzătoare funcționării asincrone normale, fapt ce simplifică calculele de proiectare și analiza fiecărei soluții.

Cuplurile suplimentare, datorate armonicilor de ordin superior generate de convertizoarele statice, pot fi, în general, neglijate în calculele de proiectare. Totuși, este necesară o supradimensionare de pînă la 60% a părților mecanice.

Mașina cu dublă alimentare nu ridică probleme deosebite din punctul de vedere al factorului de putere și al încălzirii.

Lansarea și stabilizarea mașinii cu comportare sincronă pot fi rezolvate prin soluții relativ economice.

Deși problemele sistemelor cu convertizor rotativ asincron, de putere comparabilă, au preocupat pe autor în alte lucrări [1], se poate menționa că, abordarea analitică este similară celei prezentate.

Frînarea electrică se obține, atît prin dublă alimentare, cît și prin metodele uzuale la mașina asincronă normală.

Notații și indici

$A = \frac{\partial M}{\partial \Omega} = A_1 + A_2 + A_3 + A_4$ este cuplul de amortizare al mașinii cu comportare sincronă ;

$\underline{C}_1 = \frac{r_1 + jx_1}{jx_m}$; $\underline{C}_2 = \frac{r_2 + js_1 x_2}{js_1 x_m}$;

f_1, f_2 — frecvențele surselor primară și secundară (Hz) ;

$\underline{I}_1$, $\underline{I}_2$, $\underline{I}_m$ — curenții pe fază : statoric, rotoric raportat, și de magnetizare la mașina cu dublă alimentare ;

$\underline{I}_{1s}$, $\underline{I}_{2s}$ — idem la mașina cu alimentare statorică și rotor în scurt ;

$\underline{I}_0 = \underline{U}_1/(r_1 + jx_1)$ — curent statoric de mers în gol, pe fază ;

J — moment de inerție total pe arborele mașinii cu dublă alimentare ;

$k' = +1$, $k'' = +1$ — factori primar și secundar ai schemei de conexiuni (semnul + indică aceeași succesiune a fazelor sursei și mașinii, iar semnul — o succesiune inversată) ;

$k_f = \frac{f_2}{f_1}$, $k_n = \frac{n_2}{n_1}$, $k_p = \frac{p_2}{p_1}$ — mărimile raportate ale parametrilor convertizorului de frecvență rotativ din circuitul rotoric ;

$M_s = \frac{2M_k(1+\gamma)}{\frac{s_1}{s_k} + \frac{s_k}{s_1} + 2\gamma}$ — cuplul în funcționare asincronă normală (Nm) ;

M_{rs} — cuplul rezistent static pe arborele mașinii electrice (Nm) ;

$m = 3$ — numărul de faze statorice și rotorice ;

n_1 — viteza mașinii cu dublă alimentare (rot/s) ; în cazul comportării asincrone este viteza ideală de mers în gol ;

n_{01} — viteza rotorului și viteza ideală de mers în gol a convertizorului rotativ rotoric (rot/s) ;

p_1, p_2 — numerele de perechi de poli ale mașinii și convertizorului ;

r_1, r_2 — rezistența ohmică pe fază statorică și rotorică a mașinii (Ω) ;

s_1, s_2 — alunecările mașinii și convertizorului rotativ asincron ;

s_k — alunecarea critică în funcționarea asincronă normală ;

U_c — tensiune continuă în circuitul intermediar al convertizorului ;

$\underline{U}_1$, $\underline{U}_2$: fazorii tensiunilor primară și secundară raportată ;

$x_1 = x_{1\sigma} + x_m$; $x_2 = x_{2\sigma} + x_m$ reactanța totală pe faza statorică și reactanța totală raportată de pe faza rotorică a mașinii asincrone (Ω) ;

x_m — reactanța de magnetizare pe fază la mașina asincronă (Ω) ;

$\alpha = \frac{r_1}{x_1}$, $\beta = \frac{r_2}{x_2}$ — mărimile raportate ale parametrilor impedanțelor ;

$\gamma = \frac{\alpha\beta(1-\sigma)}{s_k(\alpha^2+\sigma^2)}$ — factor numeric în expresia Kloss a cuplului ;

$\sigma = 1 - \frac{x_m^2}{x_1 x_2}$ — coeficient total de dispersie ;

$\delta + \omega t$ — unghi de defazaj stator-rotor la maşina asincronă (rad. el);
Φ_1, Φ_2, Φ — defazajul tensiunii secundare faţă de t.e.m. rotorică la maşina cu comportare asincronă, compensată, respectiv unghiul de sarcină la maşina cu comportare sincronă, precum şi forma generală pentru reprezentarea analitică simplificată;
$\Omega = \frac{\omega}{p}$ — viteza unghiulară mecanică (rad. mec.);
$\omega_0 = 2\pi f_1$ — pulsaţia reţelei primare;

Notaţii în figuri

MDA — maşina asincronă cu dublă alimentare;
ML — maşina de lucru antrenată de *MDA*;
CFA — convertizor de frecvenţă asincron (realizat pornind de la o maşină asincronă cu inele cu parametri identici, sau diferiţi de cei ai *MDA*);
CFS — Convertizor de frecvenţă sincron (realizat pornind de la un alternator sincron, sau de la o maşină asincronă cu inele excitată adecvat cu c.c.);
M — motor electric (sau grup de motoare) cu viteză reglabilă, pentru antrenarea convertizorului rotativ (în figuri este reprezentat un motor derivaţie de c.c.);
CF — convertizor static de frecvenţă, trifazat.

Bibliografie

[1] *Oprişor, M.* Studii privind posibilităţile de utilizare a motoarelor asincrone cu dublă alimentare în acţionările electrice. Teză de doctorat, Institutul politehnic-Iaşi 1974.
[2] *Oprişor, M.* Ecuaţiile generale şi particulare ale vitezei sistemelor de acţionare electrică cu maşină asincronă cu dublă alimentare. Primul Colocviu naţional de acţionări electrice, Iaşi, decembrie, 1972.
[3] *Leonhard, A.* Asynchroner und synchroner Betrieb der allgemeinen doppelt gespeisten Drehstrommaschine. În: A.P.E., **30**, Nr. 8, 1936, p. 483—502.
[4] *Sandler, A. S.* Regulirovanie skorosti vraşceniia asinhronnîh dvigatelei. Moscova, Energiia, 1966, 320 pag.
[5] *Whitehead R. W.* Doubly fed induction motors for low-speed applications. În: Control, **12**, nr 116, 1968, p. 147—150.
[6] *Vulliez, B.* Fonctionnement en régime permanent d'un moteur à induction soumis à des conditions de double alimentation. Thése de Maître ès Sciences, Université Laval, Quebec, 1965.
[7] *Heumann, K., Jordan, K. G.* Einfluss von Spannungs- und Stromoberschwingungen auf den Betrieb von Asynchronmaschinen. În: AEG-Mitt., **54**, Nr. 1/2, 1964, S. 117—122.
[8] *Schönfeld, R.* Die Pendelmomente der untersynchronen Stromrichterkskade. În: W.Z.E., **9**, Nr. 4, 1967 p. 237—256.
[9] *Oprişor, M.* Unele probleme privind stabilitatea maşinii cu dublă alimentare. A IX-a Sesiune ştiinţifică a I.P.-Iaşi, 2—4 iulie 1970.
[10] *Prescott, J. C., Raju, B. P.* The inherent instability of induction motors under conditions of double supply. În: Proc. IEE, **105**—C, Nr. 7, 1958 p. 319—329.
[11] *Schmitz, N. L., Albertson, V. D.* The stabilized doubly-fed synchronous — induction machine. În: IEEE Trans. **PAS-83**, Nr. 8, 1964, p. 858—864.
[12] *Hannakam, L.* Stabilisierung des Betriebs der Doppeltgespeisten Asynchronmaschine durch die Anwurfmaschine. În: ETZ-A, **75** Nr. 19, 1954, S. 654—658.
[13] *B. M. Bird, K. Mc Cloy, B. J. Chalmers.* New methods of stabilising doubly fed slip-ring machines. În: Proc. IEE, **1 14**, nr. 6, 1967, p. 791—796

Intrat în redacţie la 18. IV. 1975

CZ 621.317.3 : 534.2

CONTACTOARE
VIBRAŢII
FORŢE ELECTROMAGNETICE

Vibraţia electromagnetului la contactoarele de curent alternativ

GHEORGHE HORTOPAN* — BUCUREŞTI

Electromagnetul contactorului de curent alternativ este supus tendinţei de vibraţie ca urmare a faptului că, pe un anumit interval de timp forţa antagonistă a resoartelor întrece, ca valoare, forţa dezvoltată de electromagnet. În cele ce urmează se prezintă unele rezultate ale cercetărilor privind condiţiile în care apar vibraţiile electromagnetului. Se prezintă, de asemenea, unele calcule privind amplitudinea acestor vibraţii, cu referire la un tip de contactor realizat industrial.

Aspectul global al problemei

Forţa dezvoltată de electromagnetul contactorului, a cărui bobină este excitată în curent alternativ, este cunoscută din literatură [1], pentru poziţia întrefierului minimal. Aspectul global al acestei forţe este dat în figura 1, unde s-a notat cu:

* Dr. doc. şt. th. ing. *G. Hortopan* este profesor la Institutul politehnic-Bucureşti.

A — valoarea de vîrf a forţei oscilante;
B — forţa medie;
$A+B$ — forţa maximă;
$A-B$ — forţa minimă;
CX_0 — forţa cumulată a resoartelor antagonist şi de asigurare a presiunii pe contacte;
C — constanta resortului echivalent;
X_0 — deformaţia (săgeata) resortului echivalent.

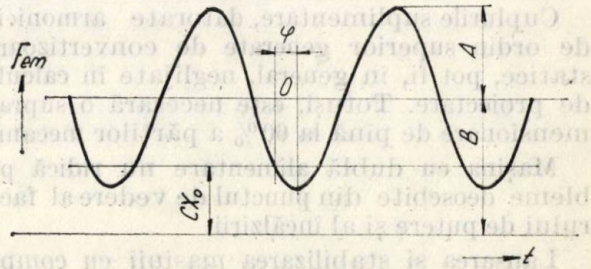


Fig. 1. Aspectul global al forţei dezvoltate de un electromagnet monofazat.

Pentru a elimina complet vibrația electromagnetului este necesar ca oricînd $CX_0 < B-A$. În practică, nu se întîlnește această situație, ci din potrivă $CX_0 > B-A$, urmărindu-se realizarea, în mod economic, a unei presiuni mai mari pe contacte și unei viteze mai mari de deschidere a contactorului. Dar dacă $CX_0 > B-A$ electromagnetul este supus tendinței de vibrație, adică armătura mobilă va fi, în mod periodic atrasă și respinsă față de armătura fixă, ceea ce va produce un zgomot caracteristic contactoarelor, a căror bobină de excitație este supusă unei tensiuni prea mici. Problema este de a cunoaște valoarea lui CX_0 față de valorile lui B și A.

Ecuația mișcării armăturii mobile

Dacă se închide contactorul la orice fază a tensiunii de excitație a bobinei [2, 3], nu există pericolul eliberării ulterioare a armăturii mobile, ca urmare a situației că : $CX_0 > B - A$. Închiderea contactorului are loc în 1—3 semiperioade, în funcție de intensitatea nominală a curentului și, deci, în funcție de masa armăturii mobile. În figura 2 se arată oscilograma curentului din bobina de excitație a unui contactor *TCA*-63 pentru unghiul de închidere Ψ, în trei faze de închidere reprezentative, și anume pentru unghiul de închidere $\Psi = 0°$, $\Psi = 90°$ și $\Psi = 180°$. Momentul stabilirii întrefierului minimal este marcat de o discontinuitate în curba curentului.

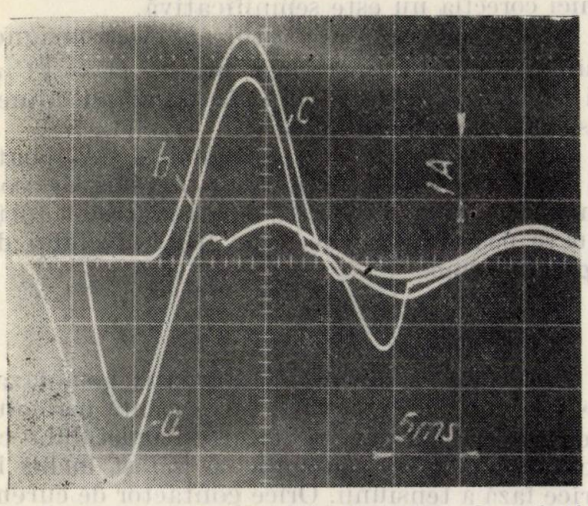


Fig. 2. Oscilogramele curentului în bobina de excitație : $a - \Psi = 0°$; $b - \Psi = 90°$; $c - \Psi = 180°$.

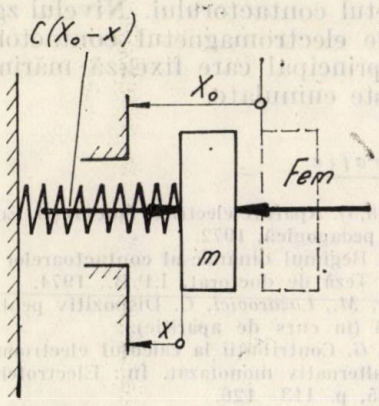


Fig. 3. Modelul cinematic al contactorului.

Modelul cinematic al contactorului este prezentat în figura 3. Masa m a armăturii mobile se află sub influența forței F_{em}, dezvoltată de electromagnet și a forței $C(X_0-x)$, dezvoltată de resortul antagonist echivalent. Cu x s-a notat distanța instantanee între armătura fixă și cea mobilă. S-a neglijat forța de frecare. Trebuie subliniat faptul că pentru forța F_{em}, dezvoltată de electromagnet se cunoaște valoare instantanee la întrefier minim și că această forță suferă modificări importante în expresia ei, dacă întrefierul ia o valoare mai mare decît aceea a întrefierului minimal. În calculele ce urmează, pentru simplificarea problemei și scoaterea în evidență a fenomenelor de bază s-a admis că F_{em} nu depinde de cota x.

În aceste condiții ecuația mișcării armăturii mobile este dată de relația :

$$A - B\cos(\Omega t - \varphi) = m\frac{d^2x}{dt^2} + C(X_0 - x). \quad (1)$$

Cu condițiile la limita $\dot{x}(0) = 0$; și $x(0) = 0$. Mișcarea începe în momentul în care $CX_0 = F_{em}$ și, deci, cînd, în figura 1, $\varphi = \text{arc cos}\,(A - CX_0)/B$.

Soluția în domeniul imagine Laplace a ecuației (1) este :

$$\mathfrak{L}x = \frac{A - CX_0}{p(p^2-\Omega_0^2)m} - \frac{B\cos\varphi}{m}\cdot\frac{p}{(p^2+\Omega^2)(p^2-\Omega_0^2)} - \frac{B\,\Omega\sin\varphi}{m}\cdot\frac{1}{(p^2+\Omega^2)(p^2-\Omega_0^2)}, \quad (2)$$

cu : $\Omega_0^2 = C/m$ și $\Omega = 2\pi f$, unde f este frecvența componentei periodice a forței dezvoltată de electromagnet.

Soluția în domeniul original și, deci, care descrie mișcarea armăturii mobile rezultă :

$$x = \alpha(\cos h\,\Omega_0 t - 1) + \beta(\cos\Omega t - \cos h\Omega_0 t) + \gamma\left(\sin\Omega t - \frac{\Omega}{\Omega_0}\sin h\,\Omega_0 t\right), \quad (3)$$

cu notațiile :

$$\alpha = \frac{A - CX_0}{m\Omega_0^2}\,;\quad \beta = \frac{B\cos\varphi}{m(\Omega^2+\Omega_0^2)}\,;$$

$$\gamma = \frac{B\sin\varphi}{m(\Omega^2+\Omega_0^2)}.$$

Aplicaţie

Cu ajutorul soluţiei din relaţia (3) s-a calculat deplasarea armăturii la un contactor *TCA*-60, în două ipoteze, şi anume $\varphi = 19{,}28°$ şi $\varphi = 40°$.

Valorile caracteristice ale forţelor active şi rezistenţe au fost:

$A = 163{,}92\ N$,

$B = 140{,}97\ N$,

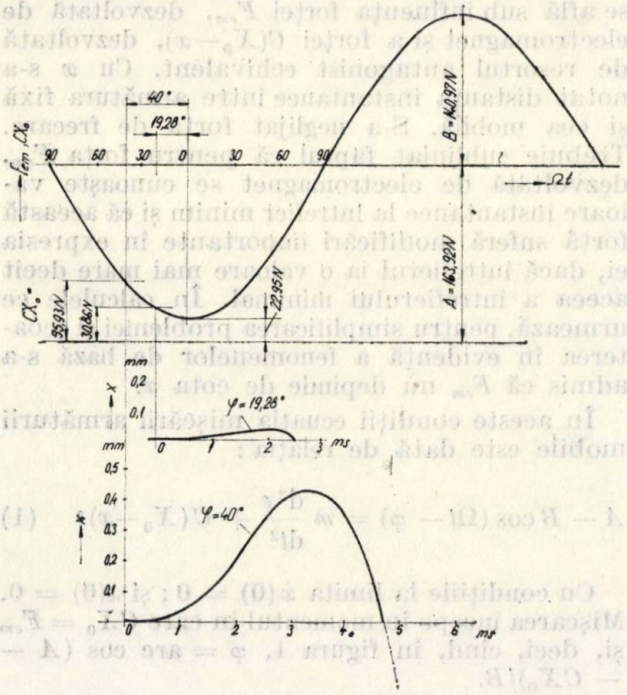


Fig. 4. Forţa (calculată) dezvoltată de electromagnetul contactorului *TCA* — 63 şi deplasările corespunzătoare ale armăturii mobile.

$CX_0 = 30{,}86\ N$ pentru $\varphi = 19{,}28°$ şi $53{,}93\ N$, pentru $\varphi = 40°$.

În figura 4 s-a reprezentat grafic curbele forţelor dezvoltate de electromagnet şi, corelat cu acestea, deplasările corespunzătoare. Se constată că pentru $\varphi = 19{,}28°$, durata deplasării este de aproximativ 2,5 μs, iar amplitudinea de 0,037 mm, adică ceva mai mică decît valoarea întrefierului tehnologic, care se consideră a fi 0,05 mm. Pentru $\varphi = 40°$ şi, deci, caz în care forţa CX_0 depăşeşte de două ori valoarea forţei minime, durata deplasării este de aproximativ 5 μs, iar amplitudinea de 0,422 mm.

Implicaţii

Pentru amplitudini ale deplasării care depăşesc 0,5 mm, sau chiar mai puţin, este necesar a se face corecţii asupra forţelor dezvoltate de electromagnet. Din relaţia cunoscută [1] care indică unghiul de defazaj α_1 între inducţiile din ariile ecranată şi neecranată;

$$\operatorname{tg} \alpha_1 = \frac{\omega A_2 \mu_0}{\delta R_2}, \qquad (4)$$

rezultă că α este sensibil influenţat de valoarea întrefierului δ. Astfel dacă la întrefierul minimal $\delta_0 = 0{,}05$ mm, $\alpha_1 \approx 53°$, la întrefierul $\delta = 10\ \delta_0 = 5$ mm, rezultă $\alpha \approx 7{,}5°$, adică inducţiile nu mai sînt defazate între ele în mod sensibil.

Dar α_1 şi, deci, $\cos \alpha_1 = k$, intervin în expresiile forţelor medii, maxime şi minime dezvoltate de electromagnet şi, deci, corecţia menţionată apare necesară.

O corecţie asupra forţelor dezvoltate de electromagnet, ca urmare a faptului că inducţiile magnetice, în întrefier, nu sînt mărimi sinusoidale, poate fi făcută, dar în zona inducţiilor mici corecţia nu este semnificativă.

Mai trebuie reţinut faptul că electromagnetul are o pulsaţie mecanică proprie $\Omega_0 = \sqrt{C/m}$ şi că în cazul rezonanţei $\Omega = \Omega_0$, amplitudinea oscilaţiilor este amplificată.

Cu siguranţă că forţa antagonistă CX_0 poate fi luată mai mare decît forţa minimă dezvoltată de electromagnet. Valoarea acestor forţe nu se poate stabili decît pe baza nivelului de zgomot admis.

Concluzii

Un contactor de curent alternativ monofazat se menţine închis şi, deci, nu prezintă pericolul desprinderii armăturii electromagnetului, cu condiţia ca acest contactor să fi fost închis la orice fază a tensiunii. Orice contactor de curent alternativ prezintă o tendinţă de vibraţie dacă şi acesta este cazul practic, forţa antagonistă cumulată întrece forţa minimă dezvoltată de electromagnetul contactorului. Nivelul zgomotului produs de electromagnetul contactorului este factorul principal care fixează mărimea forţei antagoniste cumulate.

Bibliografie

[1] *Horlopan, G.* Aparate electrice. Bucureşti, Editura didactică şi pedagogică, 1972.
[2] *Titz, G.* Regimul dinamic al contactoarelor electromagnetice. Teză de doctorat, I.P.B., 1974.
[3] *Ciobanu, M., Lazarovici, C.* Dispozitiv pentru comandă sincronă (în curs de apariţie).
[4] *Cosmin, G.* Contribuţii la calculul electromagneţilor de curent alternativ monofazat. În: Electrotehnica, nr. 3, apr 1975, p. 113—126.

Intrat în redacţie la 24.VI.1975

CZ 621.317.083

METODE DE IDENTIFICARE
DISPOZITIVE DE MĂSURĂ
SEMNALE DETERMINATE

Metode de identificare a dispozitivelor de măsură din răspunsul lor la semnale determinate

ANA AMUZESCU ŞI MIRUNA NIŢESCU* – BUCUREŞTI

1. Introducere

Identificarea poate fi considerată ca o primă etapă a modelării unui dispozitiv, şi anume acea etapă în care se obţin elementele necesare elaborării modelului matematic, care ulterior foloseşte realizării modelului fizic.

Dintre metodele experimentale de identificare [1] ne vom opri asupra celor ce folosesc semnale de probă. Metodele de identificare care folosesc semnale de probă sînt metode active, pentru că în cazul acestor metode se acţionează din exterior asupra dispozitivului de măsură, aplicîndu-se semnale de testare a acestuia pentru a fi identificat. Semnalele de probă aplicate la intrarea dispozitivului de măsură determină variaţii ale mărimilor de ieşire, în care se reflectă caracteristicile dinamice ale acestuia. Aceste semnale de probă aplicate pot fi: periodice, neperiodice sau aleatoare.

În cazul dispozitivului de măsură studiat în această lucrare (un şunt coaxial de 2mΩ — —1 000 A [6]) s-au folosit semnale de probă deterministe neperiodice, semnale uşor de generat şi aplicat.

În urma experimentelor se obţin rezultate sub forma unor reprezentări grafice (curbe oscilografiate) ale funcţiei de transfer indiciale sau pondere [3]. Dintre semnalele neperiodice s-a ales un semnal de tipul funcţiei treaptă unitară:

$$x(t) = \begin{cases} 0 \text{ pentru } t \leqslant 0 \\ 1 \text{ pentru } t > 0. \end{cases}$$

Mărimea care se obţine la ieşirea dispozitivului de măsură în acest caz este funcţia indicială a dispozitivului: $y(t)$ în domeniul timpului sau în domeniul complex $y(s)$.

Pentru determinarea modelului matematic sub forma unei funcţii de transfer, atunci cînd în urma experienţelor s-a determinat curba de variaţie a mărimilor de ieşire, se pot adopta mai multe metode matematice de aproximare care utilizează procedee analitice, grafice sau mixte.

Avînd la dispoziţie o curbă oscilografiată [6] obţinută în urma experimentărilor făcute asupra unui şunt coaxial de 2mΩ — 1 000 — — A — 1s s-au aplicat mai multe metode de determinare a funcţiei de transfer (fig. 1).

* Ing. *A. Amuzescu* şi ing. *M. Niţescu*, lucrează ca asistente în cadrul Institutului politehnic-Bucureşti, Facultatea de Energetică.

2. Metode de identificare

Metodele grafoanalitice folosesc aproximarea cu funcţii de transfer simplificate de forma:

$$\text{a) } y(s) = \frac{e^{-T_m s}}{1 + T s};$$

$$\text{b) } y(s) = \frac{e^{-T_m s}}{(1 + T s)^n};$$

$$\text{c) } y(s) = \frac{1}{(1 + T_1 s)(1 + T_2 s)}.$$

a. Se face aproximarea funcţiei indiciale experimentale cu aceea corespunzătoare unui element de întîrziere de ordinul I cu timp mort.

Metoda constă în următoarele:

Se aleg pe curbă punctele A corespunzător punctului de inflexiune al curbei şi B corespunzător lui $y(t) = 0{,}9$ (fig. 2):

$$A\ (t_A,\ y(t_A)),$$

$$B\ (t_B,\ y\ (t_B)).$$

Ţinînd seama că expresia funcţiei prin aproximare devine:

$$y(t) = 1 - e^{\frac{t - T_m}{T}}$$

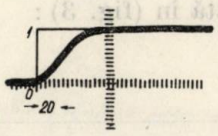


Fig. 1. Curba indicială experimentală pentru un şunt coaxial de 2 mΩ, 1 000 A, 1 s.

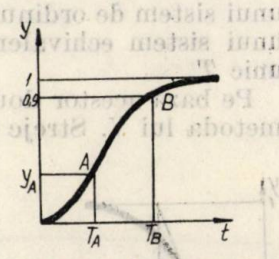


Fig. 2. Metoda de aproximare a funcţiei indiciale experimentale cu aceea corespunzătoare unui element de întîrziere de ordinul 1, cu timp mort.

şi înlocuind în această expresie coordonatele punctelor A şi B, se obţine:

$$T = \frac{t_B - t_A}{\ln\,[1 - y\,(t_A)] - \ln\,(1 - y\,(t_B)]};$$

$$T_m = \frac{t_B \ln\,[1 - y(t_A)] - t_A \ln\,[1 - y(t_B)]}{\ln\,[1 - y(t_A)] - \ln\,[1 - y(t_B)]}.$$

(timpul mort T_m nu este cel real, ci un timp mort de calcul care să aproximeze cît mai bine curba experimentală cu cea dată de expresia $y(s) = \frac{e^{-T_m s}}{1 + T s}$).

Lipsa de precizie a acestei metode constă în aceea că se utilizează numai o mică parte a curbei, și anume cea corespunzătoare punctelor A și B, restul informației fiind neglijată. De aceea se recomandă reprezentarea curbei modelului și suprapunerea ei peste curba experimentală pentru a se evalua erorile.

b. *Metoda lui V. Strejc* [4], [7]. Această metodă permite stabilirea funcției de transfer (a transmitanței), atunci cînd se cunoaște forma răspunsului indicial la un semnal de forma funcției treaptă unitate, pe baza a două ipoteze simplificatoare, și anume :

— transmitanța este presupusă scrisă sub forma specială a unui produs de binomi de ordinul I :

$$y(s) = \frac{1}{1 + T_1 s)\,(1 + T_2 s) \ldots (1 + T_i s) \ldots (1 + T_r s)},$$

de unde făcînd a doua ipoteză, și anume că toate constantele de timp ale răspunsului indicial sînt identice :

$$T_1 = T_2 = T_3 = \ldots = T_i = \ldots = T_r = T$$

se poate scrie :

$$y(s) = \frac{1}{(1 + T s)^r};$$

Ceea ce înseamnă că răspunsul indicial al unui sistem de ordinul r este înlocuit cu acel al unui sistem echivalent cu constantă de timp unic T.

Pe baza acestor două ipoteze simplificatoare, metoda lui V. Strejc constă în (fig. 3) :

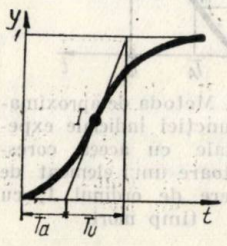


Fig. 3. Metoda Strejc ; determinarea punctului de inflexiune.

— a determina poziția punctului de inflexiune a curbei de răspuns indicial al sistemului de identificat ;

— a trasa tangenta acestei curbe în punctul de inflexiune ;

— determinarea punctului de întîlnire a acestei tangente cu axa timpului, deci constanta de timp T_a, precum și punctul de întîlnire cu tangenta orizontală $y(t) = 1$, către care tinde curba și deci constanta de timp T_u ;

— după valoarea raportului $\frac{T_u}{T_a}$ din tabelul, alăturat se găsește ordinul n al sistemului identificat și valoarea raportului $\frac{T_u}{T}$ sau $\frac{T_a}{T}$ (găsite de altfel grafic), de unde se poate deduce constanta de timp unic T a sistemului echivalent. Cu aceste valori extrase din tabel se poate scrie funcția de transfer a sistemului echivalent.

Valorile parametrilor rezultați din aplicarea metodei lui Strejc

n	$\frac{T_a}{T}$	$\frac{T_u}{T}$	$\frac{T_a}{T_u}$	$\frac{T_I}{T}$	y_I	$\frac{T_c}{T}$	$\frac{T_r}{T_a}$
1	1	0	0	0	0	1	1
2	2,7	0,28	0,104	1	0,26	2	0,74
3	3,7	0,8	0,22	2	0,32	2,5	0,68
4	4,45	1,42	0,32	3	0,35	2,9	0,65
5	5,12	2,1	0,41	4	0,37	3,22	0,63
6	5,7	2,8	0,49	5	0,38	3,5	0,68
7	6,2	3,55	0,57	6	0,39	3,77	0,61
8	6,7	4,3	0,64	7	0,4	4,02	0,60
9	7,6	5,08	0,71	8	0,407	4,24	0,59
10	7,6	5,87	0,77	9	0,413	4,46	0,587

Observații : 1. Tabelul lui V. Strejc dînd numai valori întregi pentru exponentul n, se va lua valoarea întreagă corespunzînd valorii imediat inferioare raportului găsit $\frac{T_u}{T_a}$.

2. Se poate introduce în acest caz un timp morti fictiv T_m, a cărui expresie este :

$$T_m = T_a \left[\left(\frac{T_u}{T_a} \right)_{\text{real}} - \left(\frac{T_u}{T_a} \right)_{\text{tabel}} \right].$$

În acest caz funcția de transfer a sistemului echivalent identificat va avea forma :

$$y(s) = \frac{e^{-T_m s}}{(1 + T_s)^n}.$$

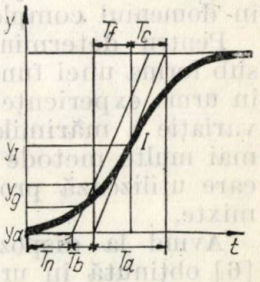


Fig. 4. Metoda de aproximare cu funcția de transfer a unui element de întîrziere de ordinul 2.

c. Se face aproximarea cu funcția de transfer a unui element de întîrziere de ordinul doi cu sau fără timp mort (fig. 4) :

$$y(s) = \frac{1}{(1 + T_1 s)\,(1 + T_2 s)},$$

căreia îi corespunde o funcţie indicială aproximativă;

$$y(t) = \left(1 - \frac{T_1}{T_1 - T_2}\, e^{-\frac{t}{T_1}} + \frac{T_2}{T_1 - T_2}\, e^{-\frac{t}{T_2}}\right).$$

Pentru determinarea lui T_1 şi T_2 se procedează în felul următor [1]:

— pe curba obţinută experimental se ia primul punct de inflexiune I. Pentru această determinare s-a folosit o metodă grafică: se iau pe curbă, pe porţiunea cu viteza de variaţie cea mai mare, intervale de timp echidistante, pentru care se citesc valorile funcţiei, se calculează $y = y_q - y_{q-1}$ şi punctul I corespunde lui y maxim.

Abscisa lui I va avea valoarea $t_i = t_q - 0{,}5$ t.

Se duce tangenta la curbă prin punctul de inflexiune, se ridică o perpendiculară prin punctul în care tangenta intersectează axa timpului; se determină astfel punctul y :

$$y_g = y_a \left[2{,}73 + \frac{0{,}53}{1 + (150\, y_a)^{-3}}\right].$$

Avînd toate aceste date, după cum se vede şi din figură, se pot determina timpii T_r, T_b, T_a, T_f. Valorile celor două constante de timp T_1 şi T_2 se pot calcula cu formulele deduse experimental:

$$T_1 = T_b\,[1 + y_a\, 10 + 1{,}73\,(30\, y_a)^2]^2,$$

pentru $y_a \leqslant 0{,}005$,

sau:

$$T_1 = (T_b + T_f)\left\{1 - 200\,(0{,}032 - y_a)\left[1 + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \left(0{,}086 + \frac{0{,}0015}{0{,}0032 - y_a}\right)^{-1}\right]^{-1}\right\}$$

pentru $y_a > 0{,}005$,

$$T_2 = T_c - T_1.$$

Metode analitice

Metoda determinării funcţiei de transfer a sistemului din răspunsul la excitaţia treaptă unitate, după J. Debelle [5], se poate pune sub forma unei fracţii continue:

$$Y_0(s) = A_0 + \cfrac{1}{\cfrac{B_0}{s}\left(1 + \cfrac{A_1}{B_0}\, s\right) + \cfrac{1}{\cfrac{B_1}{s}\left(1 + \cfrac{A_2}{B_1}\, s\right) + \cfrac{1}{\ddots + \cfrac{1}{\cfrac{B_{n-1}}{s}\left(1 + \cfrac{A_n}{B_{n-1}}\, s\right)}}}}$$

Se observă din relaţie că:

$$\lim_{s \to 0} Y_0(s) = A_0.$$

Deci problema constă în determinarea tuturor acestor coeficienţi A_i şi B_{i-1} $(i = 1,2 \cdots n)$. Pentru găsirea lor se formează pe baza funcţiei de transfer o serie de funcţii auxiliare.

Pentru definirea coeficienţilor de tip B_1 la B_n se formează:

$$Y_k(s) = \frac{B_{k-2}}{s}\,[V_{k-1}(s) - A_{k-1}\, Y_{k-1}(s)],$$

cu $\lim_{s \to 0} Y_k(s) = \dfrac{1}{B_{k-1}}$, pentru $k = 2,3 \ldots n$

şi pentru obţinerea coeficienţilor de tip A_2 la A_n:

$$V_k(s) = \left[\frac{1}{s}\, B_{k-2}\, Y_{k-1}(s) - B_{k+1}\, Y_k(s)\right],$$

cu $\lim_{s \to 0} V_k(s) = \dfrac{A_k}{B_{k-1}}$, pentru $k = 2,3 \ldots n$.

Finalul calculului se obţine pentru $Y_{n+1}(s) = 0$.

Aplicînd teorema valorii finale funcţiilor $Y(s)$ şi $V(s)$, se obţine:

$$\lim_{s \to 0} s\, Y_k(s) = \lim_{t \to \infty} y_k(t)$$

$$\lim_{s \to 0} s\, V_k(s) = \lim_{t \to \infty} V_k(t).$$

Dacă se consideră $f_k(t)$ şi $u_k(t)$ răspunsurile la excitaţia treaptă-unitate ale unor sisteme care au funcţiile de transfer $Y_k(s)$ şi $V_k(s)$, se obţine teorema valorii finale de forma:

$$\lim_{s \to 0} Y_k(s) = \lim_{t \to \infty} f_k(t), \quad k = 0, 1, 2, \ldots n,$$

$$\lim_{s \to 0} V_k(s) = \lim_{t \to \infty} u_k(t).$$

Deci determinarea coeficienţilor se poate face şi folosind răspunsurile indiciale în felul:

$$f_k(t) = B_{k-2} \int_0^t [u_{k-1}(t) - A_{k-1} f_{k-1}(t)]\, dt,$$

cu $\lim_{t \to \infty} f_k(t) = \dfrac{1}{B_{k-1}}$, $k = 2, 3, \ldots n$

şi $u_k(t) = \int_0^t [B_{k-2} f_{k-1}(t) - B_{k-1} f_k(t)]\, dt$,

cu $\lim_{t \to \infty} u_k(t) = \dfrac{A_k}{B_{k-1}}$.

Există diverse metode de rezolvare a integralelor $f_k(t)$ sau $u_k(t)$ atît grafic, cît și analitic. Se va prezenta o metodă de integrare operațională care folosește operatorul de decalaj E.

Pentru integrare se eșantionează funcția $x(t)$, la intervale egale T, începînd încă cu valoarea corespunzătoare la $T/4$ (fig. 5).

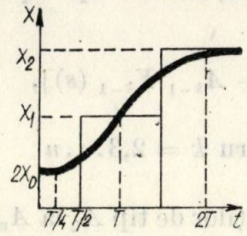


Fig. 5. Metoda de integrare.

Deci funcția este formată în acest caz din impulsuri rectangulare de durate egale cu T amplitudini x_1, x_2,... și de aici T_{x_1}, T_{x_2},... la timpii T, 2 T,... și un impuls rectangular inițial:

$$\frac{T}{2}\, 2\, x_0 = T\, x_0 \text{ la timpul 0.}$$

Se definește un operator de întîrziere în modul următor:

$$x(t)\ E = x\ (t - T)$$

$$x(t)\ E^2 = x(t - 2\ T) \text{ ș.a.m.d.}$$

Deci funcția $x(t)$ se poate considera ca o sumă de impulsuri întîrziate corespunzător:

$$x(t) = \delta(t)\cdot T\, x_0 + \delta(t)\cdot T\, x_1 E + \delta(t)\cdot T\cdot x_2 E^2 + \\ + \ldots + \delta\,(t)\cdot T\, x_i\, E^n + \ldots = T\,\delta\,(t)\ [x_0 + \\ + x_1 E + x_2 E^2 + \ldots + x_n\, E^n + \ldots],$$

în care $\delta(t) = \frac{1}{T}\,[1(t) - 1(t - T)]$ și reprezintă impulsul unitate, neretardat, de durată finită T, iar transformata în E a lui $x(t)$ este:

$$X(E) = T\,[x_0 + x_1 E + x_2 E^2 + \ldots + x_n E^n + \ldots].$$

3. Șuntul coaxial de 2 mΩ —1 000 A—1 s

Metodele de identificare reprezentate sînt uzual folosite pentru determinarea caracteristicelor funcționale ale instalațiilor automate [2]. Aplicarea acestor metode poate fi extinsă și în cazul dispozitivelor de măsură. Avînd la dispoziție oscilograma răspunsului tranzitoriu în tensiune la o intrare treaptă unitară de tensiune [6], s-au aplicat cîteva din metodele prezentate. Rezultatele obținute sînt următoarele:

a. Prin metoda aproximării funcției indiciale experimentale cu aceea a unui element de întîrziere de ordinul I cu timp mort s-a determinat:

$$A(1/\text{ns};\ 0{,}34) \text{ și } B\ (17{,}5 \text{ ns};\ 0{,}9)$$

și atunci:

$$T = 3{,}68 \text{ ns};$$

$$T_m = 9{,}04 \text{ ns.}$$

În aceste condiții:

$$y\,(s) = \frac{e^{-9{,}04\cdot 10^{-9}}}{1 + 3{,}68\cdot 10^{-9}\, s}. \qquad (3.1)$$

b. Prin metoda V. Strejc pentru curba avută la dispoziție s-au obținut următoarele rezultate.

Punctul de inflexiune s-a determinat pe cale grafică, metoda fiind mai exactă decît stabilirea lui cu creionul și rigla. Coordonatele punctului de inflexiune sînt I (11 ns; 0,34).

Ducînd tangenta la curbă în acest punct de inflexiune, se determină $T_u = 5$ ns și $T_a = 17$ ns și deci $\frac{T_u}{T_a} = 0{,}294$. Din tabel rezultă pentru valoarea imediat inferioară:

$$\frac{T_u}{T_a} = 0{,}22\ ;\ n = 3\ ;\ \frac{T_u}{T} = 0{,}8\quad T = 6{,}2 \text{ ns.}$$

Deoarece valoarea raportului $\frac{T_u}{T_a}$ nu este exact cea din tabel, se calculează timpul mort fictiv $T_m = 1{,}29$ ns. Deci funcția de transfer va avea forma:

$$Y(s) = \frac{e^{-1{,}29\cdot 10^{-9}}}{(1 + 6{,}2\cdot 10^{-9}\, s)^3}. \qquad (3.2)$$

c. Prin metoda de aproximare cu funcția de transfer a unui element de întîrziere de ordinul doi cu sau fără timp mort, potrivit celor prezentate la paragraful 2.c) și făcînd construcțiile grafice necesare, s-a obținut:

$$Y_a = 0{,}065, \text{ deci } Y_g = 0{,}212.$$

Din curbă se pot citi timpii următori:

$$T_n = 1{,}5 \text{ ns},\ T_b = 3{,}5 \text{ ns}.\ T_a = 17 \text{ ns},\ T_c = 11 \text{ ns},$$
$$T_f = 6 \text{ ns}.$$

Avînd toate aceste date la dispoziție, se calculează:

$$T_1 = 12{,}8 \text{ ns și } T_2 = 1{,}8 \text{ ns.}$$

Deci funcția de transfer a dispozitivului de măsură va fi:

$$Y(s) = \frac{1}{(1 + 12{,}8\cdot 10^{-9}\, s)\ (1 + 1{,}8\cdot 10^{-9}\, s)}. \qquad (3.3)$$

d. Prin metoda analitică Debelle, în cazul oscilogramei avute la dispoziție cu $T = 10$ ns, s-au obținut următoarele rezultate:

$$F_0(E) = T\left[\frac{1}{2}\cdot 0 + 0{,}02\ E + 0{,}45\, E^2 + 0{,}8\, E^2 + \right.$$

$$\left. + 0{,}93\ E^4 + 0{,}96\ E^5 + 0{,}98\, E^6 + 0{,}99\, E^7 + 1\cdot E^8\right],$$

$$\lim_{n\to\infty} f_0\ (n\ T) = 1, \text{ deci } A_0 = 1.$$

Făcînd în continuare calculul în mod asemănător, rezultă :

$$B_0 = -4{,}23 \cdot 10^7;$$

$$A_1 = -0{,}585;$$

$$B_1 = -0{,}632 \cdot 10^9;$$

$$A_2 = -3{,}95,$$

şi deci făcînd toate calculele :

$$Y(s) = \frac{1 - 3{,}53.10^{-9}\, s - 0{,}235.10^{-16}\, s^2}{1{,}235.10^{-16}\, s^2 + 20{,}1.10^{-9}\, s + 1}; \quad (3.4)$$

Deoarece toate şunturile de tip coaxial determină curbe cu aceeaşi alură, calculele făcute pentru un singur caz de şunt sînt suficiente pentru exemplificarea acestor metode.

4. Concluzii

Făcînd o comparaţie între metodele analitice şi cele grafoanalitice se pot spune următoarele :

— metodele analitice asigură o precizie mai mare a determinării funcţiei de transfer a dispozitivului de măsură, dar necesită un volum mai mare de calcule;

— metodele grafoanalitice permit determinări rapide ale funcţiei de transfer, avînd însă dezavantajul că sînt supuse gradului de obiectivitate al celui ce efectuează calculele. Rezultatele obţinute au un aspect calitativ şi pot fi luate în consideraţie numai ca o primă apreciere asupra dispozitivului respectiv. În cazul în care este nevoie de o informaţie mai exactă, rezultatele trebuie verificate neapărat şi printr-o metodă analitică.

În ceea ce priveşte metodele grafoanalitice se desprind următoarele constatări :

— în cazul aproximării cu un element de întîrziere de ordinul întîi, rezultatele se obţin rapid, dar este necesar ca pentru a se evalua erorile de aproximare să se suprapună curba indicială determinată prin calcul peste cea experimentală, pentru a se putea evalua erorile ;

— în cazul metodei Strejc de foarte multe ori constantele de timp sînt prea diferite între ele pentru ca aproximaţia egalităţii lor să fie valabilă. De asemenea, pot apărea erori la determinarea punctului de inflexiune al curbei şi la trasarea tangentei la curbă în acest punct. Pentru a avea un grad de precizie acceptabil, în lucrare determinarea punctului de inflexiune s-a făcut prin altă metodă decît cea propusă de Strejc ;

— în cazul aproximării cu funcţia de transfer a unui element de întîrziere de ordinul doi, pe lîngă dezavantajele arătate la metoda Strejc în legătură cu determinarea calculelor impuse de formulele empirice, calculele sînt destul de laborioase.

Bibliografie

[1] *Penescu, C., Ionescu, G., Tertişco, M., Ceangă, E.* Identificarea experimentală a proceselor automatizate. Bucureşti, Editura tehnică, 1971.

[2] *Tîpkin, Ia.Z.* Adaptaţia, obucenie i samoobucenie v avtomaticeskih sistemah. În: Avtomatika i telemehanika, nr. 1, 1966.

[3] *Braida Viktor.* L'extrapolation des reponses indicielles aperiodiques. În : Automatisme, tome **XIV**, no. 3, martie 1969.

[4] *Strejc,* V. Naherungsverfahren für aperiodische Ubergangscharakteristiken În : Regelungstechnik, nr. 7, 1959.

[5] *Debelle, J.* Determination de la transmittence d'un systeme linéaire à partir de sa reponse indicielle. În : Revue trimestrielle d'automatique, revue A, 1961.

[6] *Hortopan, Gh., Hortopan, V.* Eine allgemeine Theorie der Messwiderstande im Ubergangszustand În : ETZ-A, Bd. **92**, 1971.

[7] *Werner, G.W.* Auswertung graphish vorbigender Gewichtsfunktionen. În : Messen-Stenern-Regeln, 9, 1966.

Intrat în redacţie la 19.II. 1975

CZ 621.317.727

GENERATOARE DE IMPULS (GIT)
DIVIZOARE DE TENSIUNE
IMPULS STANDARD

Măsurarea undei de impuls de tensiune standard 1,2/50 cu ajutorul divizorului RC paralel, în cazul unei sarcini de capacitate mare

SILVIA POPESCU, EMIL GABER* — CRAIOVA

Generalități

Măsurarea impulsurilor de tensiune standard 1,2/50 se face cu ajutorul divizoarelor rezistive și rezistiv capacitive de tip paralel sau serie.

Divizoarele de tensiune rezistive au o bună comportare în înaltă frecvență, deci un răspuns bun la unda de tensiune cu durata frontului mică. Totuși impedanța acestora este relativ mică (10—20 kΩ), ceea ce face ca folosirea

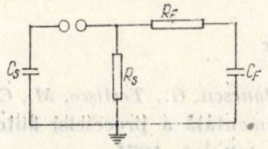


Fig. 1. Circuitul echivalent al unui generator de impuls de înaltă tensiune (*GIT*).

lor să fie uneori limitată. Divizoarele *RC* paralel au o impedanță mai mare, însă o comportare necorespunzătoare la frecvențe înalte. În această lucrare se tratează problemele care apar la înregistrarea frontului undei de impuls standard cu divizoare *RC*, paralel folosite în același timp drept capacități de front pentru generatoarele de impuls de înaltă tensiune (*GIT*).

Circuitul echivalent al unui *GIT* este alcătuit din capacitatea de șoc C_s, rezistența de spate R_s, rezistența de front R_F și capacitatea de front C_F (fig. 1).

Existența unei capacități de front de valoare relativ mare — aproximativ 0,015 C_s, face posibilă obținerea duratei undei de impuls de ten-

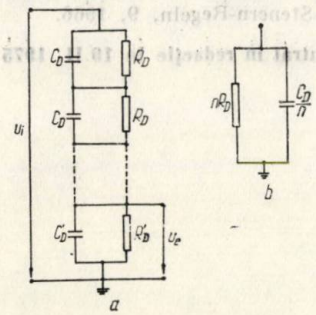


Fig. 2. Divizor *RC* paralel: a — schema de principiu; b — schema echivalentă.

siune standard, cu o rezistență de front de valoare constantă în cazul încercării unei serii mari de obiecte care au capacitatea de intrare $C_0 \leqslant 0{,}6\ C_F$.

* Ing. *Silvia Popescu* este cercetător principal la Laboratorul de înaltă tensiune — ICP-Electroputere, Craiova, iar ing. *Emil Gaber* este cercetător la același laborator.

Un alt avantaj al folosirii capacității de front, este faptul că aceasta se poate executa ca un divizor *RC* paralel compensat, folosit la măsurarea amplitudinii și a variației în timp a undei de impuls de tensiune produsă de *GIT*.

Circuitul echivalent al unui divizor *RC* compensat cu n etaje (fig. 2 a), este dat în figura 2b. Impedanța mică a brațului de joasă tensiune al

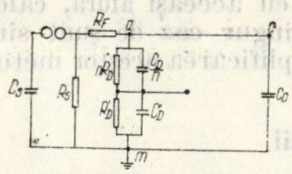


Fig 3. Schema unui *GIT* funcționînd pe o sarcină de capacitate mare (C_0).

divizorului (R'_D, C'_D) a fost neglijată. Rezistența echivalentă a divizorului are o valoare mult mai mare decît rezistența de spate ($nR_D \gg R_S$), influența ei asupra formei undei de impuls de tensiune produse fiind de aceea neglijabilă. Din aceste motive în circuitul echivalent al *GIT* se va reduce divizorul *RC* compensat la capacitatea sa echivalentă, care constituie deci capacitatea de front $C_F = \frac{C_D}{n}$, conform notațiilor din figura 1.

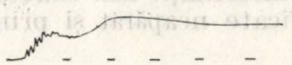


Fig. 4. Frontul undei de impuls de tensiune la ieșirea *GIT* (punctul a în cazul C_0 comparabil cu C_f; marcaj 1 μs/div.; înregistrare cu divizor rezistiv).

Bornele de ieșire ale *GIT* sînt bornele a și m ale capacității de front, între care se obține unda de impuls de tensiune (fig. 3).

În cazul obiectelor de încercat cu capacitate de intrare C_0 mare ($C_0 \geqslant 0{,}01\ C_s$), forma frontului undei de impuls de tensiune produsă de *GIT* devine necorespunzătoare. În figura 4 este dată spre exemplu oscilograma undei de impuls de tensiune $u_{am}(t)$ produsă de *GIT* pentru următoarele valori ale elementelor din figura 1: $C_S = 576$ nF; $R_S = 115\ \Omega$; $R_F = 13\Omega$; $C_F = 9$ nF; C_0 este un condensator de valoare 36 nF. Înregistrarea oscilogramei s-a făcut cu ajutorul unui divizor rezistiv compensat, care se consideră etalon pentru măsurătorile prezentate. Dacă se înregistrează aceeași undă de impuls, folosind un divizor *RC* compensat mon-

tat între bornele *a* și *m*, se obține oscilograma din figura 5.

Diferența mare dintre formele undelor de impuls de tensiune din figura 4 și 5 se datorește comportării necorespunzătoare a divizorului *RC*

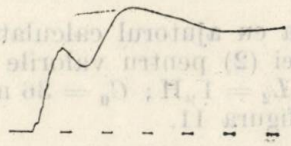


Fig. 5. Frontul undei de impuls de tensiune la ieșirea *GIT* (punctul *a* pentru aceeași capacitate C_0 ca în figura 4 ; marcaj 1 μs/div. ; înregistrare cu divizor *RC*).

în domeniul frecvențelor înalte, cărora le corespund oscilațiile de pe frontul undei. Astfel caracteristica de frecvență a divizorului *RC* compensat folosit pentru înregistrare (fig. 6), tipică pentru acest fel de divizor, indică o rezonanță puternică la frecvența de 700 kHz.

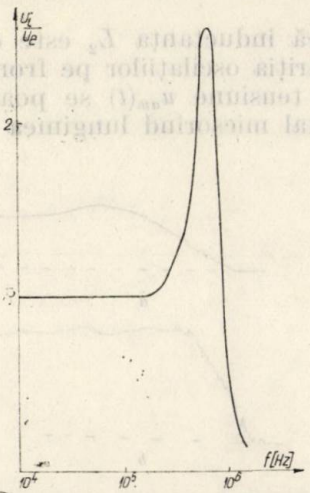


Fig. 6. Caracteristica de frecvență a unui divizor *RC*.

Dacă, pe de altă parte, se înregistrează cu ajutorul unui divizor rezistiv unda de tensiune la bornele *c*, *m* ale obiectului de încercat C_0, se obține forma de undă din figura 7. Din compa-

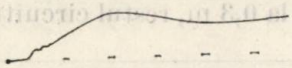


Fig. 7. Frontul undei de impuls de tensiune la bornele obiectului încercat (pct. C, fig. 3); marcaj 1 μs/div. ; înregistrare cu divizor rezistiv.

rarea formei undelor din figurile 4, 5 și 7, rezultă că unda de impuls de tensiune produsă de generator diferă de unda de impuls de tensiune la bornele obiectului încercat în cazul sarcinii capacitive mari și deci utilizarea capacității de front ca divizor *RC* pentru înregistrarea undei de tensiune aplicată obiectului încercat nu este corectă. Mai mult, dacă se măsoară amplitudinea impulsului de tensiune aplicat de *GIT* obiectului încercat cu un voltmetru de vîrf conectat între punctele *b* și *m*, ale divizorului *RC*, eroarea de măsură este de 2—5% față de valoarea obținută prin măsurarea cu un voltmetru de vîrf conectat la un divizor rezistiv montat direct la bornele obiectului.

Cauzele comportării defectuoase a divizorului RC la funcționarea GIT pe sarcină de capacitate mare

Această lucrare își propune să determine, în primul rînd, motivele pentru care tensiunea la bornele *GIT* diferă de tensiunea la bornele obiectului încercat pe durata frontului, numai în cazul cînd capacitatea de intrare a acestuia este de valoare mare (C_0 comparabil cu C_F) și în al doilea rînd în ce condiții se poate totuși folosi divizorul *RC* pentru măsurarea amplitudinii și înregistrarea undei de impuls de tensiune, aplicată obiectului de încercat.

Pentru a răspunde la prima problemă trebuie luate în considerare în circuitul echivalent al *GIT* inductanța proprie L_1 și inductanța conductorului de legătură dintre *GIT* și obiect, L_2 (fig. 8). Pentru ușurarea analizei intuitive și matematice a acestui circuit se înlocuiesc elementele C_s și R_s printr-un generator de impuls treaptă de tensiune. Această înlocuire este justificată de faptul că elementele C_S, R_S influențează în mică măsură forma și durata frontului undei de impuls de tensiune produse. Prin stu-

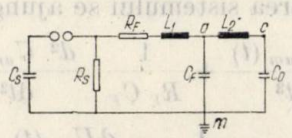


Fig. 8. Circuitul echivalent al *GIT* și al obiectului de încercat (C_0) cu considerarea inductanței conductoarelor de legătură.

dierea circuitului din figura 8 cu ajutorul unui generator de impulsuri repetate, se constată că inductanța L_1 nu are practic nici o influență asupra oscilațiilor de pe frontul undei, a căror cauză este căutată. Ținînd seamă de aceste observații circuitul se reduce la forma din figura 9. La momentul $t = 0$, inductanța L_2

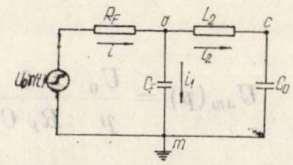


Fig. 9. Circuitul echivalent simplificat al *GIT* și al obiectului de încercat (C_0).

prezintă o impedanță infinită și panta de creștere a tensiunii $u_{am}(t)$ este determinată numai de elementele R_F și C_F (fig. 10). Către sfîrșitul procesului de încărcare a capacităților C_F și C_0, curentul prin inductanța L_2 variază lent, impedanța acesteia poate fi neglijată și panta de creștere a tensiunii $u_{am}(t)$ este determinată de

elementele R_F și $(C_F + C_0)$. Între aceste două momente extreme ale frontului, tensiunea $u_{am}(t)$ variază în mod oscilant. Se observă că aceste oscilații devin vizibile cînd valoarea capacității de impuls a obiectului încercat C_0 este compara-

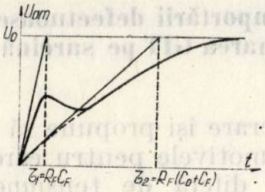


Fig. 10. Variația oscilantă a tensiunii la bornele condensatorului C_F pentru circuitul din figura 9.

bilă sau mai mare față de capacitatea C_F, deci cînd diferența dintre cele două pante este apreciabilă.

Acest mod de variație poate fi dovedit și drintr-o analiză matematică a circuitului din figura 9. Astfel, scriind ecuațiile integrodiferențiale ale circuitului, se obține sistemul:

$$\begin{cases} i = i_1 + i_2 \\ U_0 = Ri + \dfrac{1}{C_F}\int i_1\,\mathrm{d}t \\ \dfrac{1}{C_F}\int i_1\,\mathrm{d}t = L_2\dfrac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} + \dfrac{1}{C_0}\int i_2\,\mathrm{d}t = U_{am} \end{cases} \quad (1)$$

Prin rezolvarea sistemului se ajunge la ecuația:

$$\frac{d^3\,U_{am}(t)}{\mathrm{d}t^3} + \frac{1}{R_F\,C_F}\,\frac{d^2\,U_{am}(t)}{\mathrm{d}t^2} + \frac{1}{L_2\dfrac{C_0\,C_F}{C_0 + C_F}}\,\frac{\mathrm{d}U_{am}(t)}{\mathrm{d}t} + \frac{U_{am}(t)}{L_2\,C_0\,C_F\,R_F} = \frac{U_0}{R_F\,C_F\,C_0\,L_2}. \quad (2)$$

Același sistem (1) scris cu ajutorul transformatei Laplace conduce la următoarea expresie pentru $U_{am}(p)$:

$$U_{am}(p) = \frac{U_0}{p}\,\frac{1}{R_F\,C_F}\,\frac{p^2 + \dfrac{1}{L_2\,C_0}}{p^3 + p^2\dfrac{1}{R_F C_F} + p\dfrac{1}{L_2\dfrac{C_F\,C_0}{C_F + C_0}} + \dfrac{1}{R_F\,C_F\,C_0\,L_2}}. \quad (3)$$

Din (3) se deduc condițiile inițiale pentru rezolvarea ecuației (2):

$$U_{am}(t=0) = \lim_{p\to\infty} pU(p) = 0;$$

$$U'_{am}(t=0) = \lim_{p\to\infty} p[pU(p) - U_{am}(t=0)] = \frac{U_0}{R_F\,C_F}; \quad (4)$$

$$U''_{am}(t=0) = \lim_{p\to\infty} p\{(p[pU(p) - U_{am}(t=0)] - U'_{am}(t=0)\} = -\frac{U_0}{R_F^2\cdot C_F^2}.$$

Rezolvarea cu ajutorul calculatorului analogic a ecuației (2) pentru valorile $R_F = 13\ \Omega$; $C_F = 9$ nF; $L_2 = 1\,\mu$H; $C_0 = 36$ nF conduce la soluția din figura 11.

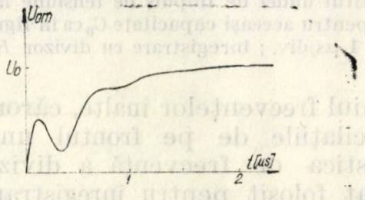


Fig. 11. Soluția analogică a tensiunii la bornele capacității C_0 pentru circuitul din figura 9.

Faptul că inductanța L_2 este determinantă pentru apariția oscilațiilor pe frontul undei de impuls de tensiune $u_{am}(t)$ se poate demonstra experimental micșorînd lungimea conductoru-

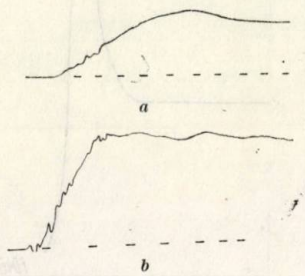


Fig. 12. Frontul undei de impuls de tensiune la ieșirea *GIT* (punctul *a* în cazul $L_2 = 0$: *a* — înregistrare cu divizor rezistiv; *b* — înregistrare cu divizor RC; marcaj 0,3 μs/div.)

lui de legătură dintre divizorul *RC* compensat (capacitatea C_F) și sarcină (capacitatea C_0) de la 3 m — cazul în care s-a făcut oscilograma din figura 4, la 0,3 m, restul circuitului rămînînd identic (în acest fel inductanța L_2 este micșorată proporțional). Unda de impuls $u_{am}(t)$ (fig. 12 a) nu prezintă în acest caz oscilații pe front (oscilațiile de foarte înaltă frecvență din prima parte a frontului s-au neglijat deoarece ele au alte cauze și sînt în limitele admise de normele în vigoare). Totodată se constată că divizorul

RC se comportă în acest caz corespunzător, forma undei de impuls înregistrată cu ajutorul acestui divizor fiind practic identică cu cea obținută în cazul folosirii unui divizor rezistiv (fig. 12 a, b).

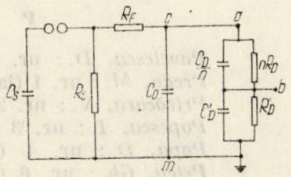


Fig. 13. Circuitul echivalent al *GIT* și al obiectului de încercat (C_0) cu capacitatea de front C_F montată la bornele obiectului de încercat.

Condiții de utilizare a divizorului RC la funcționarea GIT pe sarcină capacitivă mare

Constatările anterioare ne conduc la ideea legării divizorului *RC* între două puncte unde

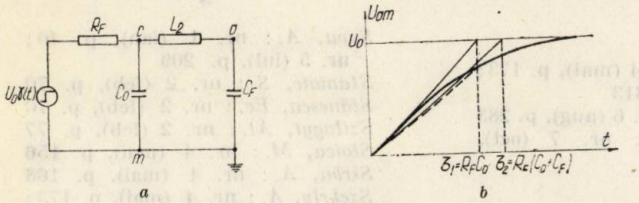


Fig. 14. *a*. Circuitul echivalent simplificat în noua dispunere a condensatoarelor C_0 și C_F; *b*. Variația tensiunii la bornele divizorului *RC* (capacitatea C_F) în noua situație.

tensiunea crește fără oscilații către valoarea maximă, de exemplu la bornele obiectului de încercat ca în figura 13. Tensiunea $u_{am}(t)$ între aceste puncte variază practic exponențial spre

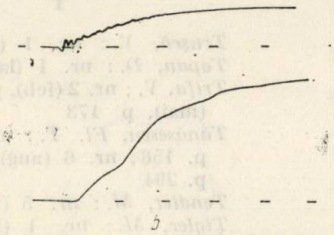


Fig. 15. Frontul undei de impuls de tensiune pe obiectul de încercat (pct. *a* fig. 13). Marcaj 0,3 μs/div.; *a* — înregistrare cu divizor rezistiv; *b* — înregistrare cu divizor *RC*.

valoarea maximă, după cum se vede din figura 14 b. Datorită dispunerii inversate a condensatoarelor C_0 și C_F, inductanța L_2 a conductorului de legătură dintre punctele *c* și *a* (fig. 14 a) nu mai are practic influența asupra formei undei de impuls de tensiune $u_{am}(t)$. Tensiunea la bornele divizorului *RC* nu prezintă oscilații pe front și în consecință comportarea lui este corespunzătoare (fig. 15 a, b).

Rezultatele obținute prin schimbarea modului de conectare sînt ilustrate de oscilogramele tensiunii la ieșirea din divizorul *RC* în cele două variante ale conectării sale față de obiectul de încercat (autotransformatorul de 400 MVA, 400 kV, fabricat de uzinele Electroputere-Craiova — fig. 16 a,b).

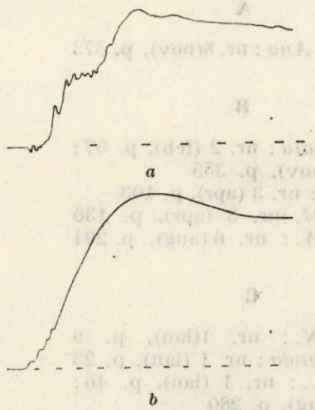


Fig. 16. Frontul undei de impuls de tensiune obținut la încercarea autotrafo 400 MVA, 400 kV. Marcaj 1 μs/div. Înregistrare cu divizorul *RC*. Baleiaj logaritmic; *a* — în prima variantă de circuit (pct. *a*, fig. 8); *b* — în circuitul modificat (pct. *a*, fig. 13).

Lungimea conductorului de legătură dintre divizor și borna autotransformatorului a fost de aproximativ 10 m, astfel că inductanța L_2 a avut o valoare mai mare decît în cazul experimentărilor cu condensatorul de 36 nF. Deși situația este deci mai dezavantajoasă, răspunsul divizorului *RC* este satisfăcător.

Concluzii

1. La funcționarea pe o sarcină de capacitate mare tensiunea la bornele de ieșire ale *GIT* diferă de tensiunea la bornele obiectului încercat pe durata frontului undei de impuls standard 1,2/50, datorită inductanței conductorului de conexiune.

2. Oscilațiile tensiunii la ieșirea *GIT* pe durata frontului fac imposibilă folosirea în bune condiții a unui divizor *RC* paralel cu o frecvență de rezonanță relativ scăzută (în jur de 1 MHz), în cazul cînd acesta este conectat (fig. 8).

3. Folosirea unui asemenea divizor este posibilă în următoarele situații:

— obținerea unei inductanțe L_2 sub o valoare minimă admisibilă, ceea ce practic se poate realiza doar cu conductoare foarte scurte (maximum 0,5 m);

— conectarea la *GIT* a divizorului *RC* și a obiectului de încercat conform figurii 13, soluție recomandabilă în special la încercarea produselor cu gabarit mare, care necesită conductoare de legătură de 15—20 m.

Bibliografie

Zaengl, W. Das Messen höher, rasch veränderlicher Stosspannungen. Diss. T. H. München, 1964.

Intrat în redacție la 5. II. 1975

INDEX ALFABETIC DE AUTORI

A

Amuzescu, Ana : nr. 8(nov), p. 373

B

Botez Claudia : nr. 2 (feb), p. 57; nr. 8 (nov), p. 355
Boldea, I. : nr. 3 (apr), p. 103
Buculei, M. :nr. 3 (apr), p. 136
Bădescu, A. : nr. 6 (aug), p. 294

C

Ciocoiu, N. : nr. 1(ian), p. 9
Cănescu Sanda : nr. 1 (ian), p. 23
Cruceru, C. : nr. 1 (ian), p. 46; nr. 6 (aug), p. 280
Crivii, M. : nr. 2 (feb), p. 53; nr. 4 (mai), p. 173; nr. 7 (oct), p. 313
Cosmin, Gh. : nr. 3 (apr), p. 113; nr. 5 (iul), p. 238
Chirițoiu, N. : nr. 3 (apr), p. 127
Cristea, P. : nr. 4 (mai), p. 145
Costin, Tr. : nr. 5 (iul), p. 209
Ciofu, V. : nr. 6 (aug), p. 262 și p. 283
Cîrstea, D. : nr. 7 (oct), p. 309
Cîmpulungeanu, G. : nr. 7 (oct), p. 334
Cantemir, L. : nr. 8 (nov), p. 355

D

Deak, Fr. : nr. 1 (ian), p. 40; nr. 5 (iul), p. 209
Drăgan, O. : nr. 4 (mai), p. 168
Dăscălescu, Fl. : nr. 6 (aug), p. 262
Dan, I. : nr. 6 (aug), p. 301

F

Florescu, R. : nr. 2 (feb), p. 57
Felan Ada : nr. 5 (iul), p. 222

G

Golovanov Carmen : nr. 2 (feb), p. 63
Giurgiu, G. : nr. 4 (mai), p. 156
Gaber, E. : nr. 4 (mai), p. 161; nr. 8 (nov), p. 378
Georgescu, G : nr. 4 (mai), p. 161
Ghiță, C. : nr. 4 (mai), p. 168
Galan, N. : nr. 4 (mai), p. 168
Gheța, I. : nr. 6 (aug), p. 262
Grosu, St. : nr. 6 (aug), p. 275
Gheorghe, V. : nr. 6 (aug), p. 294
Ghiță, V. : nr. 6 (aug), p. 301
Ghiță, M. : nr. 6 (aug), p. 301
Giurcanu Cristina : nr. 7 (oct), p. 331

H

Hortopan, G. : nr. (ian)., p. 1; nr. 8. (nov), p. 370
Hortopan, V. : nr. 1 (ian), p. 1
Herescu, R. : nr. 6 (aug), p. 262

I

Ionescu, Fl. : nr. 1 (ian), p. 9
Ioachim, D. : nr. 2 (feb), p. 57
Ifrim, A. : nr. 2 (feb), p. 63
Iancovici, P. : nr. 2 (feb), p. 70
Ivanovici, C. : nr. 2 (feb), p. 87; nr. 5 (iul), p. 215
Iacob, V. : nr. 6 (aug), p. 283

K

Kelemen, A. : nr. 4 (mai), p. 173; nr. 7 (oct), p. 313
Kanterian, N. : nr. 6 (aug), p. 283
Hemeny Rozalia : nr. 7 (oct), p. 334.

L

Ludu, N. : nr. 3 (apr), p. 97
Lapedatu, E. : nr. 6 (aug), p. 283 și 301

M

Marcovici, J. : nr. 1 (ian), p. 15
Maeinescu, A. : nr. 1 (ian), p. 32; nr. 4 (mai), p. 161; nr. 5(iul), p. 201
Mîndrea, L. : nr. 2 (feb), p. 70
Miron, D. : nr. 2 (feb), p. 93
Mihăiescu, G. : nr. 6 (aug), p. 268
Marinescu, S. : nr. 6 (aug), p. 268
Mendelelovici, M. : nr. 6 (aug), p. 294
Manea, Fl. : nr. 7 (oct), p. 324

N

Nistor, Gh. : nr. 6 (aug), p. 280
Nicolaide, A. : nr. 7 (oct), p. 330
Nicola, Gr. : nr. 7 (oct), p. 339
Nicolescu, E. : nr. 8 (nov), p. 349
Nițescu Miruna : nr. 8 (nov) p. 373

O

Oberst, L. : nr. 2 (feb), p. 77
Oprișan, P. : nr. 5 (iul), p. 193
Oancă Rodica : nr. 6 (aug), p. 294
Oprișor, M. : nr. 8 (nov), p. 362

P

Pavelescu, D. : nr. 1 (ian), p. 9
Preda, M. : nr. 1 (ian), p. 15
Prisăcaru, V. : nr. 2 (feb), p. 57
Popescu, I. : nr. 3 (apr), p. 136
Popa, D. : nr. 4 (mai), p. 161
Petcu, Gh. : nr. 6 (aug), p. 280
Pănoiu, A. : nr. 7 (oct), p. 309
Pește anu, O. : nr. 7 (oct), p. 317
Pîrligras, Ec. : nr. 7 (oct), p. 334
Popescu Silvia : nr. 8 (nov), p. 378

R

Rozenberg, S. : nr. 6 (aug), p. 283
Rarinca, O. : nr. 7 (oct), p. 309

S

Savu, A. : nr. 1 (ian), p. 40; nr. 5 (iul), p. 209
Stamate, S. : nr. 2 (feb), p. 70
Stănescu, Ec. : nr. 2 (feb), p. 70
Szilaggi, Al. : nr. 2 (feb), p. 77
Stoica, M. : nr. 4 (mai), p. 156
Sîrbu, A. : nr. 4 (mai), p. 168
Szekely, A. : nr. 4 (mai), p. 173; nr. 7 (oct), p. 313
Stănculescu, V. : nr. 4 (mai), p. 177; nr. 5 (iul), p. 227
Svasta, I. : n. 6 (aug), p. 238
Sassu, F. : nr. 6 (aug), p. 283
Șlaiher, S. : nr. 6 (aug), p. 268
Șoroagă, R. : nr. 6 (aug), p. 294
Șerbănescu, B. : nr. 6 (aug), p. 301

T

Trușcă, V. : nr. 1 (ian), p. 1
Topan, D. : nr. 1 (ian), p. 15
Trifa, V. : nr. 2 (feb), p. 53; nr. 4 (mai), p 173
Tănăsescu, Fl. T. : nr. 4 (mai), p. 156; nr. 6 (aug), p. 253 și p. 294
Tendler, M. : nr. 5 (iul), p. 209
Tigler, M. : nr. 1 (ian), p. 23

V

Vasile, C. : nr. 6 (aug), p. 294

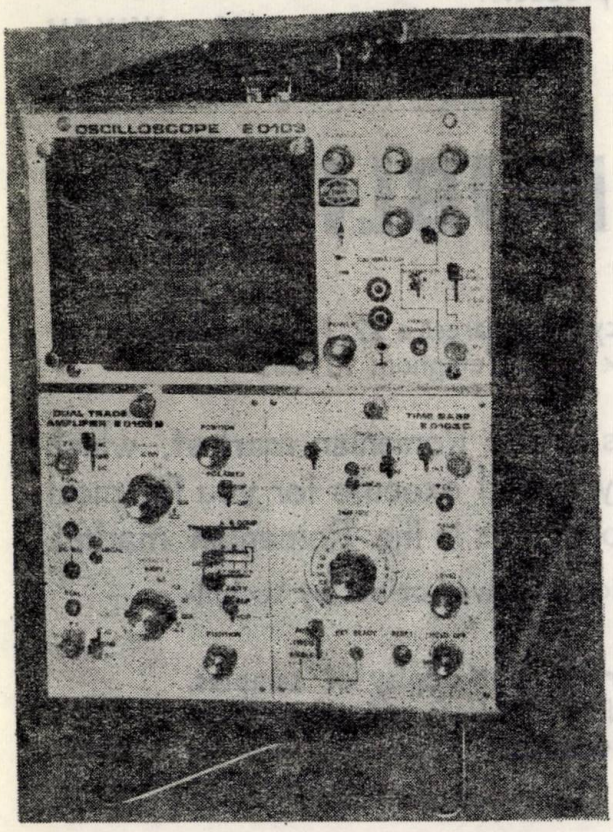
Z

Zilberman, R. : nr. 6 (aug), p. 262
Zăroni, R. : nr. 6 (aug), p. 283 și p. 301.

INSTITUTUL DE CERCETĂRI ŞI PROIECTĂRI ELECTRONICE

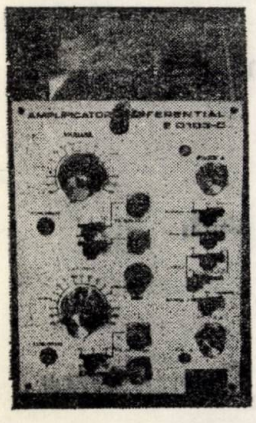
București, Calea Floreasca 169, sector 2, tel. 33.12.59

Vă prezintă cîteva din realizările sale în domeniul aparaturii electronice de măsurat mărimi electrice :

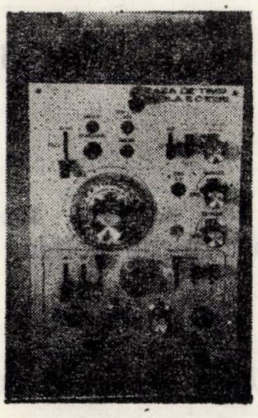


OSCILOSCOP DE LABORATOR R 0103

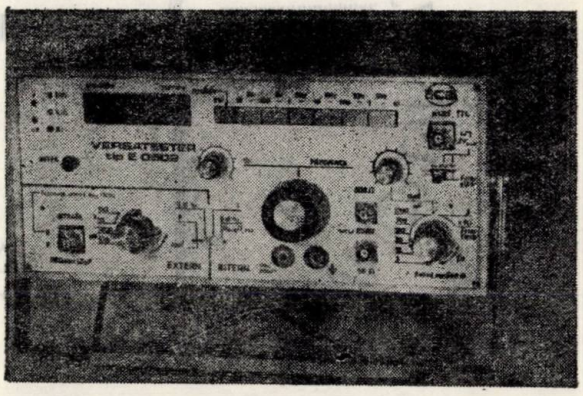
prevăzut cu sertare interschimbabile ce permit lărgirea posibilităților de măsurare, pentru a răspunde diverselor cerințe impuse de măsurări, în banda de frecvență de 0 ... 50 MHz :



SERTAR AMPLIFICATOR DIFERENȚIAL E 0103 D

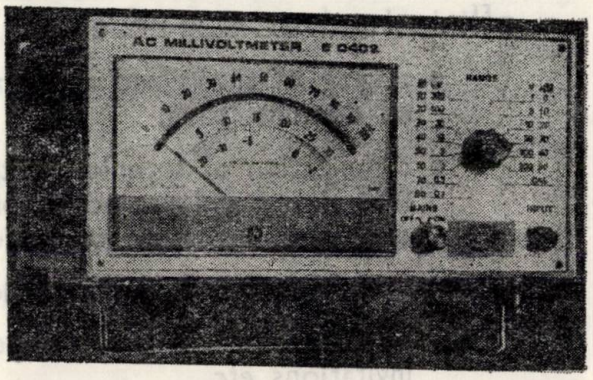


SERTAR BAZĂ DE TIMP DUBLĂ E 0103 E



VERSATESTER E 0502

reunește în intervalul a 10 Hz ... 10 MHz funcțiile de generator de tensiune sinusoidală și dreptunghiulară, voltmetru numeric de curent alternativ, frecvențmetru numeric



MILIVOLTMETRU ELECTONIC E 0402

destinat măsurării tensiunilor sinusoidale în domeniul: 10 μV ... 300 V

In the Romanian Market there is a powerful competition between foreign firms wishing to sell their goods.

DO YOU WISH TO SELL IN ROMANIA ?

Then in the first place, INFORM the people that make the very proposals for the import plans
— THE END—USERS—of the import products!

HOW? WHEN? BY WHICH MEANS? IN WHICH FORMS ?

PUBLICOM

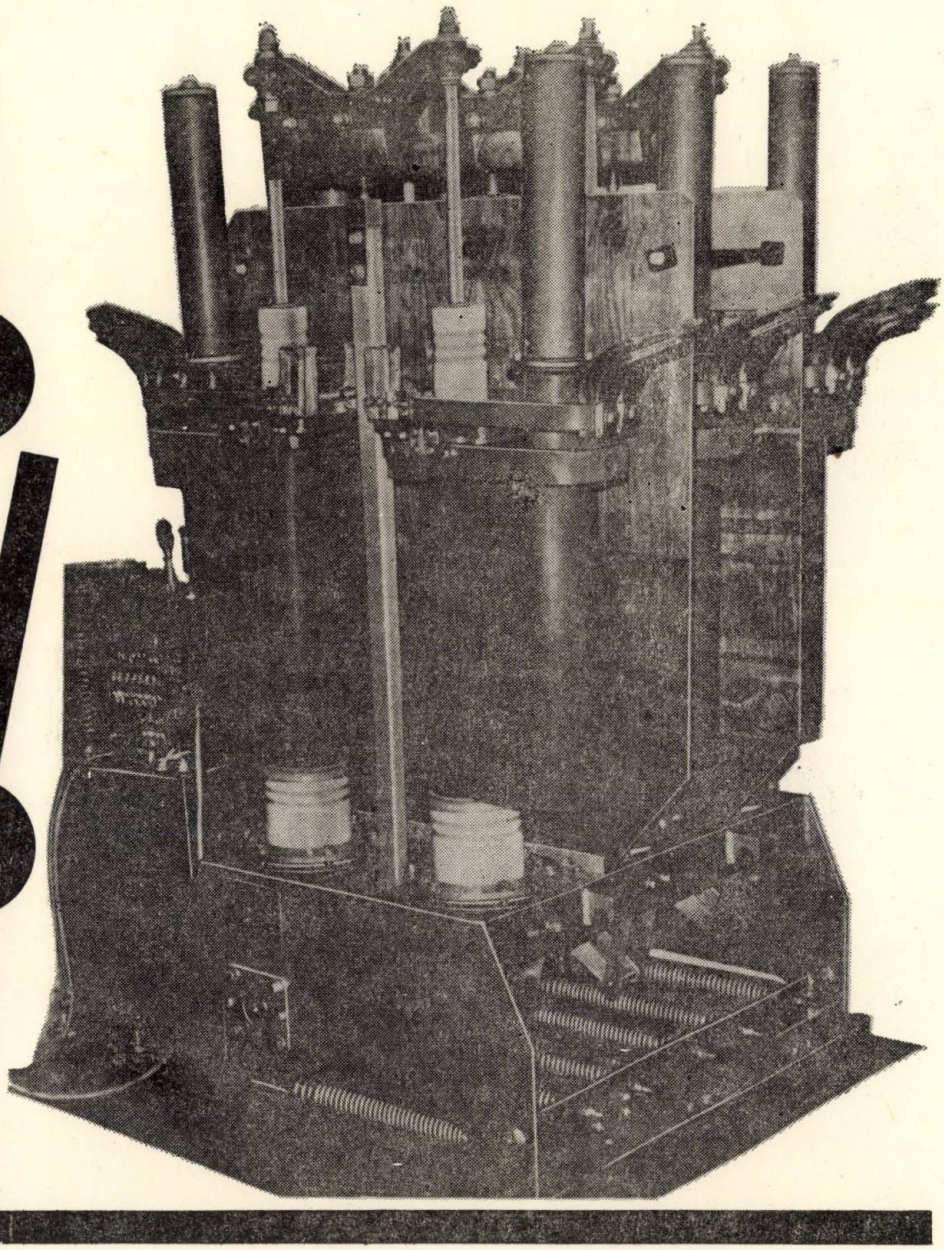
Romanian International Advertising Agency • Bucharest • 22, N. Bălcescu Blvd. • Cables: PUBLICOM, Telex 374, Telephon: 139883

is an agency specialized in the problems of the Romanian market, which by examining your offer can reccmmend you and execute for you the most efficient advertising under the specific conditions in the Romanian market.

- staging of specialized and branch exhibition followed or not by technical demonstration.
- organization of technical lectures with or without display of samples, film shows and projection of slides, studies of offers and selection of end-users, invitation to conference and lectures.
- interpreters and demonstrations.
- printing of catalogues, prospectuses, folders, leaflets posters, offers and invitations etc.
- translation and duplication of texts
- publicity in Romanian dailies and periodicals the specialized press included.
- publicity over the radio and television services and through the cinema.
- business cocktail parties
- photo publicity services
- billposting and boardposting in the streets, stadiums, sports halls, airports and public vehicles, in health and holiday resorts.
- illuminated signs

PUBLICOM — your publicity counsellor in the Romanian market.

ÎNTRERUPTOARE TRIPOLARE CU ULEI, TIP MGG—10—45
CU ACȚIONARE ELECTROMAGNETICĂ



Tensiunea . . . . 10 kV
Curent nominal . . 3 200, 4 000, 5 000 A
Curent de deconectare . . . 45 kA
Frecvența . . . . 50,60 Hz

Sînt destinate pentru a funcționa în instalații interioare de curent alternativ.

Fiabilitatea înaltă, capacitatea mare de întrerupere, rezistența la curenți de scurt-circuit și acționarea rapidă asigură întreruptorului MGG—10—45 o largă aplicabilitate.

Exportator : V/O ENERGOMACHEXPORT
·URSS, Moscova V-330
Mosfilmovskaia, 35
Telex : 7565

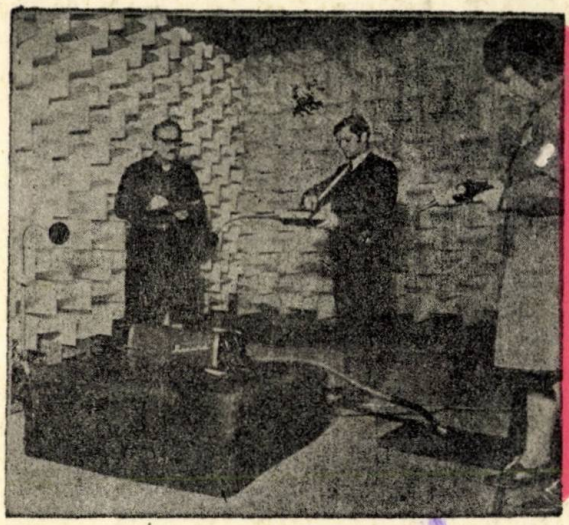
ENERGOMACHEXPORT

Intenționați, desigur, să vă diversificați produsele pe care le fabricați, pentru a fi tot mai competitive !

Cu siguranță că vă puneți problema caracterizării unor materiale pe care le utilizați in producție, pe care ați dori poate să le inlocuiți și cu altele mai bune sau mai ieftine !

Poate nu vă este indiferentă calitatea și fiabilitatea produselor dv., doriți standuri de incercări și metode care să vă dea, in orice moment, indicații asupra nivelului tehnic la care ați ajuns cu produsele !

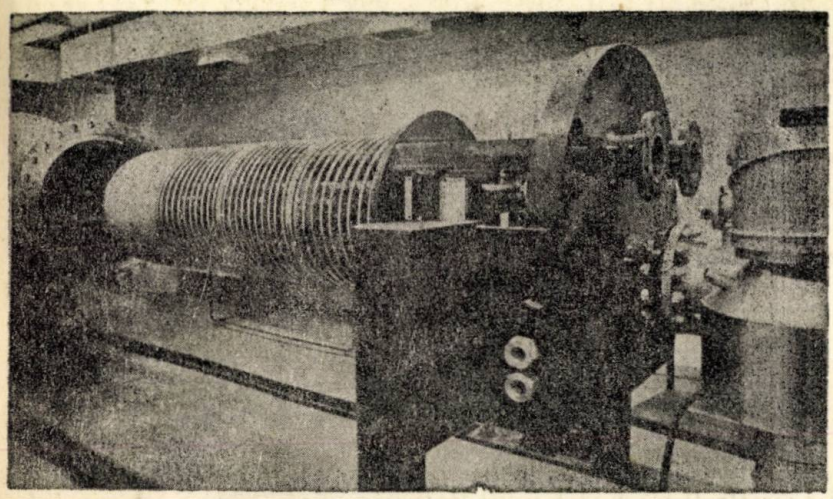
Exportați produse. Vreți să știți ce-ar trebui făcut pentru ca produsele pe care le realizați să reziste corect la climatele cele mai diferite ?

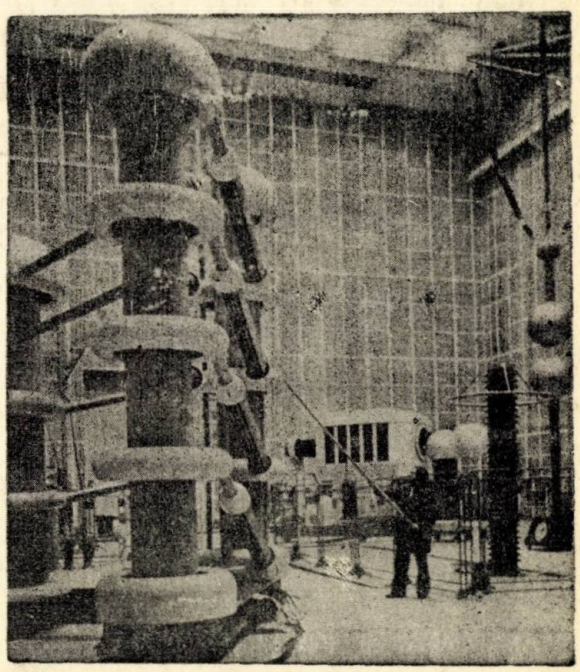


1976 mai 19

La toate aceste intrebări ca și la alte probleme din domeniul electrotehnic vă poate răspunde Institutul de Cercetare pentru Industria Electrotehnică (I.C.P.E.) care in această perioadă își intocmește planul de cercetări, angajindu-se să rezolve problemele ce vă interesează.

Institutul dispune de aparatură și standuri de incercări moderne, specialiști de inaltă calificare, ateliere proprii de construcții prototipuri, o experiență de 25 ani in activitate care pledează in favoarea increderii pe care puteți să i-o acordați.





ICPE

Institut decorat cu ordinul muncii clasa I

București, — Bd. T. Vladimirescu 45-47 — Telefon 31.41.00.